radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Ein einfacher Wobbelgenerator für 10,7 MHz

PREIS DM 2,00 · 9. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

OKTOBER 1960

21





AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadresse: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik,
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 und alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen

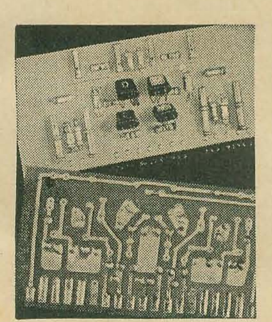
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian. Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R, Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

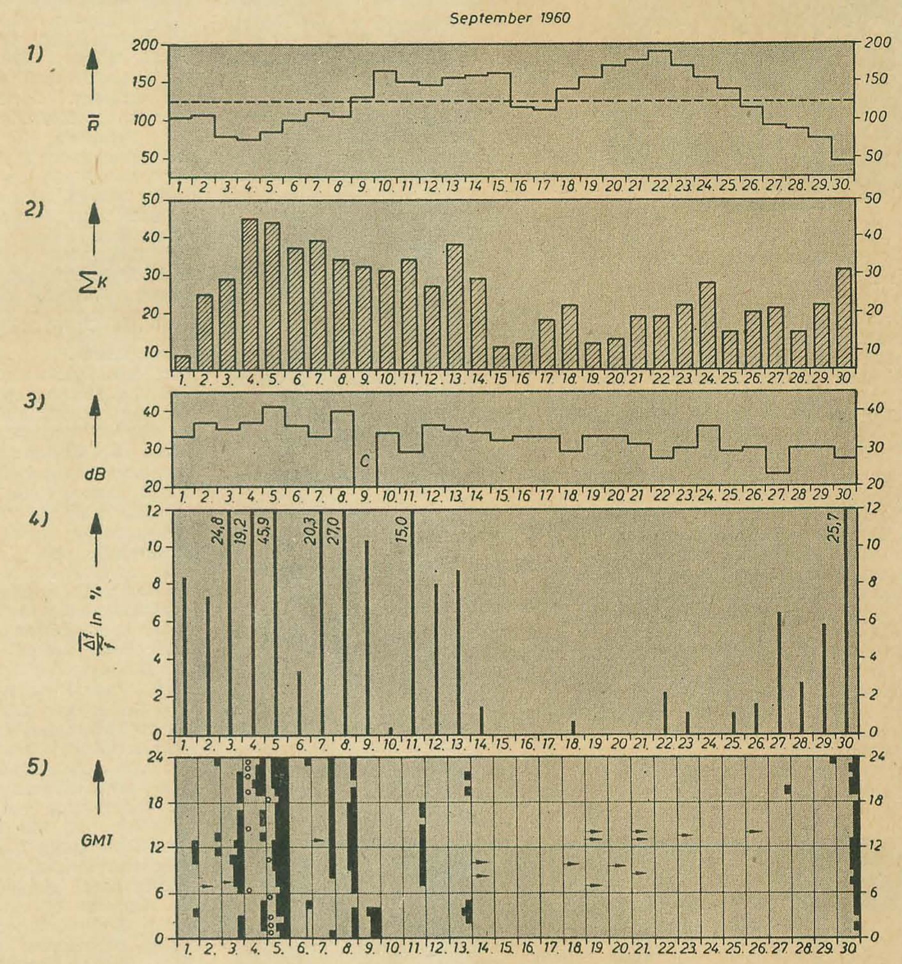


Titelbild:

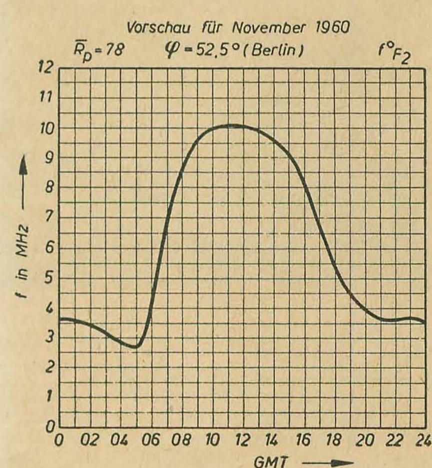
Flachbaugruppe in gedruckter Schaltung. Durch Kombinationen dieser Gatterschaltung lassen sich viele logische Funktionen herstellen, die z.B. in Rechenmaschinen benötigt werden.
Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im Sept. 1960 und Vorschau für Nov. 1960

Herausgegeben v. Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)
2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)
3) Mittagsdämpfung auf 3,18 MHz
C = Gerätestörung
4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
$\Delta_f = \tilde{f} - f_m$ für $\tilde{f} < f_m$ $\Delta f = 0$
$\tilde{f}$ = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfrequenz
5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/R.) bezogen auf den vorhergesagten Wert
$\frac{\Delta f}{\tilde{f}}$ = 18 ··· 29 %
= 30 ··· 39 %
= 40 ··· 49 %
= 50 % und darüber
→ Mögel-Delinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)
o plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes A ≧ 60γ bezogen auf eine Stunde
A
□ Streuecho □ Abdeckung durch E-Schicht



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

Standardisierte Baugruppen für die Anodenstromversorgung ●

Bauanleitung für einen Transistortaschenempfänger ●

Schaltungs- und Spannungsprüfautomat ●

Entwicklung der Koinzidenztechnik ●

Ein logarithmischer Verstärker ●



▼ **Der Fernsehsender Dresden** im Kanal 10 (210,25/215,75 MHz) hat den ganztägigen Betrieb aufgenommen. Aus diesem Grunde wurde mit der Umstellaktion der Fernsehempfangsanlagen durch das örtliche Fachhandwerk begonnen. Der bisherige Fernsehsender Dresden strahlt bis zum Abschluß dieser Umstellaktion weiterhin das Programm des Deutschen Fernsehfunks auf der Frequenz 145,25/150,75 MHz ab.

▼ **Eine akustische Signalanlage,** die das Überholen von Kraftwagen, vor allem von langen Lastzügen, erleichtern soll, wurde in Moskau entwickelt. Auf ein Hupsignal löst das auf einer bestimmten Frequenz arbeitende Gerät in der Kabine des vorn fahrenden Kraftwagens ein Leuchtzeichen aus. Die Erlaubnis zum Überholen zeigt ein grünes Licht am Signalisator, der hinten am Kraftwagen oder Anhänger angebracht ist, an.

▼ Von einer **Spezialfernsehkamera für Augenuntersuchungen** wird aus Hamburg berichtet. Mit Hilfe einer Speziallinse wird das Auge des Patienten von der Fernsehkamera aufgenommen und auf einen Bildschirm übertragen. Diese neue „Fernseh-Mikro-Cinematographie" eröffnet für die Untersuchung der kleinsten Blutgefäße neue wissenschaftliche Perspektiven. So können haarfeine Blutgefäße (Kapillaren), die 50mal feiner als Menschenhaar sind, sichtbar gemacht werden.

▼ **Eine 18"-Bildröhre** mit 122° Ablenkung ist von Philco entwickelt worden. Sie soll vernehmlich in tragbaren TV-Geräten verwendet werden.

▼ **Berichtigung:** Im Heft 17 (1960) S. 540 ist im Abschnitt „Drahtdurchmesser und ohmscher Widerstand" irrtümlich die Konstante 0,56 der Gleichung $d = 0{,}56 \sqrt{\frac{100 F_F}{w}}$ in der folgenden Rechnung nicht mehr berücksichtigt worden.

Folgende Werte sind zu ändern:

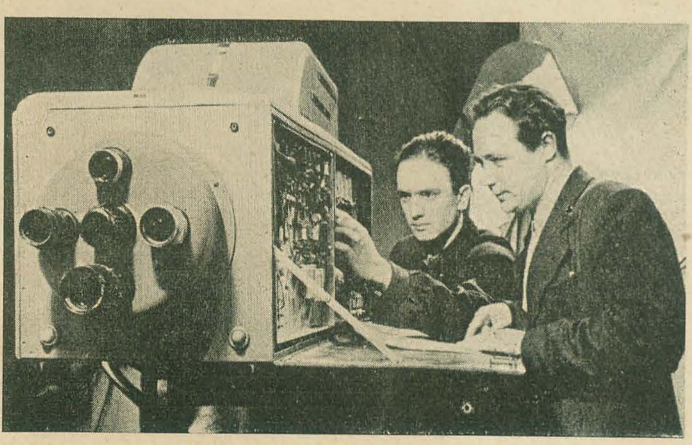
$d_1 = 0{,}278$ mm (0,28 ∅)
$r_1 = 283\ \Omega$

Strombelastung für die Primärwicklung = 0,97 A/mm²

$d_2 = 0{,}43$ mm (0,43 ∅)
$r_2 = 81{,}5\ \Omega$

Strombelastung für die Sekundärwicklung ≈ 1 A/mm²

Wir bitten diesen Fehler zu entschuldigen.



Eine Farbfernsehkamera aus der Sowjetunion

Stereo-Farbfernsehen in der UdSSR

Das Zustandekommen farbiger Stereobilder im Fernsehen beruht auf der Übertragung von zwei Bildern des gleichen Objektes, die von zwei verschiedenen Stellen aus aufgenommen werden. Diese beiden Bilder, die man mit „Stereopaar" bezeichnet und die sich voneinander durch ihre Horizontalparallaxe unterscheiden (Mit Parallaxe bezeichnet man die perspektivische – scheinbare – Verschiebung des betrachteten Gegenstandes, die durch die Veränderung des Beobachtungspunktes hervorgerufen wird.), müssen von der Empfangseinrichtung wiedergegeben werden. Die Übertragung des linken und rechten Bildes des Stereopaares kann gleichzeitig über zwei Kanäle oder aber nacheinander über einen Kanal erfolgen. Die an das farbige stereoskopische Fernsehen gestellten Forderungen sind, was die Farbwiedergabe betrifft, denen analog, die für die entsprechenden Systeme des Farbfernsehens gelten. Im Fernsehlaboratorium des Leningrader Elektrotechnischen Institutes für das Fernmeldewesen „M. A. Bontsch-Brujewitsch" ist unter der wissenschaftlichen Leitung von Prof. P. W. Schmakow ein System für Stereofarbfernsehen entwickelt und die dazu gehörige Anlage für Experimentierzwecke geschaffen worden.

Auf der Sendeseite wird die Methode des "abtastenden Strahles" benutzt, die sich beim Farbfernsehen bestens bewährt hat, doch läßt sich diese Methode in Stereo-Farbfernsehsystemen mit gleichzeitiger Übertragung beider Bilder des Stereopaares nicht verwenden. Die Kamera des „abtastenden Strahles" sieht die nacheinander erfolgende Übertragung der beiden Bilder des Stereopaares und die gleichzeitige Übertragung der drei Farben des Fernsehbildes vor. Auf der Sendeseite werden zwei abwechselnd arbeitende Abtaströhren benutzt, die nacheinander die Szenenfläche ausleuchten. Die Aufeinanderfolge des Arbeitens der Abtaströhren kann verschieden gewählt werden. Die Schaltfolge der Abtaströhren kann nach ganzen Bildern, nach Bildfeldern oder nach Bildzeilen geschehen. Das Schalten der Bilder des Stereopaares mit der standardmäßigen Bild- bzw. Felderfrequenz hat ein Flimmern des Stereobildes zur Folge. Um das zu vermeiden, wurde das Schalten der Bilder des Stereopaares mit Zeilenfrequenz gewählt, mit anderen Worten, abwechselnde Übertragung der Zeilen des linken und des rechten Bildes des Stereopaares.

Für das Zustandekommen des farbigen stereoskopischen Bildes auf der Empfängerseite werden Bildröhren vom „Maskentyp" benutzt. Die Überlagerung des linken und rechten Bildes erfolgt durch einen halbdurchsichtigen Spiegel und die Trennung des Stereopaares durch eine Polarisationsfolie (Die Polarisationsfolie ist eine dünne Folie, durch die der auf sie fallende Strahl in zwei Strahlen, die in zwei zueinander senkrechten Ebenen polarisiert sind, zerlegt und der eine von ihnen in der Folie absorbiert wird).

Als Geber für die Signale des Stereo-Farbbildes dient, wie bereits erwähnt wurde, die Kamera des „abtastenden Strahles" mit zwei Abtaströhren vom Typ 18 LK 8 SH und zwei Objektiven vom Typ I-51. Die Basislänge für die Übertragung wird durch den Röhrenabstand in der Kamera bestimmt und beträgt 180 mm. In die Kamera ist ein stereoskopischer Sucher für den Kameramann eingebaut, außerdem ist eine Schwenkbarkeit der optischen Achsen der Objektive um 10° vorgesehen. Dadurch kann die Zone des stereoskopischen Sehens verändert werden. Um Signale vom linken und rechten Bild des Stereopaares zu erhalten, werden die Röhren abwechselnd mit Zeilenfrequenzen freigegeben. Ein besonderes Schaltgerät sorgt für das abwechselnde Arbeiten der beiden Röhren. Nach Durchlauf einer Zeile in der rechten Röhre läuft die Zeile in der linken Röhre durch (die rechte Röhre ist für diese Zeit gesperrt). Auf solche Weise werden die Bildsignale der linken und rechten Bilder der Stereopaare zeitlich nacheinander aufgebaut.

Im Studio ist ein System von Fotoelementen aufgestellt, die das vom Objekt rückgestrahlte Licht in Signale umwandeln, die nach Farben getrennt sind. Von den Fotoelementen gelangen die Signale auf eine Videosignal-Summierungseinrichtung, wo sie addiert werden, und dann auf einen Korrektor der Aperturverzerrungen der Abtaströhre. Vorverstärker heben den Pegel der Signale bis auf ein Volt und korrigieren das Nachleuchten der Leuchtschicht in den Abtaströhren. Die vorverstärkten Signale passieren den Farbkorrektor, wo sie in Signale verwandelt werden, die den Grundfarben entsprechen. Dann kommen die umgeformten Videosignale in den Gammakorrektor, wo sie vorverzerrt und dadurch der nichtlinearen Modulationscharakteristik der Empfängerröhre angepaßt werden. Aus dem Gammakorrektor gelangen sie direkt auf die Videokontrolleinrichtung für Stereofarbempfang. Diese Einrichtung enthält zwei Röhren 53 LK 4 Z und einen doppelten Schaltungssatz der farbigen Videokontrolleinrichtung.

Die ganze Fernsehfrequenzbreite entspricht der Standard-Bandbreite von 6,5 MHz. Bei der Abstimmung des Aperturkorrektors, des Farbkorrektors und des Gammakorrektors werden an die Bildqualität die gleichen Forderungen gestellt wie beim Farbfernsehen. Zu der kompletten Anlage gehören ferner eine zweidimensionale Schwarz-Weiß-Videokontrolleinrichtung und eine oszillografische Kontrolleinrichtung.

Das erste farbige stereoskopische Fernsehbild wurde am 10. Dezember 1959 gezeigt.

625-Zeilen-Norm in England

Die Diskussion in der englischen Fachpresse über die Zweckmäßigkeit der 625-Zeilen-Norm für das Fernsehen hält weiter an, nachdem ein Regierungsausschuß die Vorteile des 625-Zeilen-Systems erneut betont hat.

Die Londoner Regierung will eine endgültige Entscheidung über eine eventuelle Einführung der 625-Zeilen-Norm bis 1962 zurückstellen. Eine Umstellung wäre voraussichtlich mit einer Neuverteilung der Kanäle verbunden, wobei eine Zeitlang 625-Zeilen-Sender auf den Bändern IV und V (neben den heute bereits bestehenden 405-Zeilen-Sender) arbeiten würden.

„Sprechendes Gehirn"

Der in der Abteilung für klinische Neurophysiologie am Institute of Child Health in London arbeitende Arzt Dr. G. Pampiglione hat mit seinem technischen Assistenten, N. Pioten-Robinson, ein „sprechendes Gehirn" entwickelt, das nach den Angaben seiner Erfinder für den Chirurgen eine wesentliche Hilfe bei schwierigen Operationen darstellt.

Das Gerät wandelt elektrische Stromstöße des „Gehirns" in hörbare Signale um und „erzählt" dem Chirurgen und dem Narkosearzt jede Verschlechterung im Befinden des Patienten, bevor sich eine klinische Veränderung an seinem Körper bemerkbar macht. Der Apparat, der gerade erprobt wird, ermöglicht es den Ärzten, die bisher ständig die Aufzeichnungen eines normalen Encephalografen verfolgen mußten, sich mit größerer Aufmerksamkeit dem Patienten auf dem Operationstisch zu widmen.

Stereo-Plattenspielerkoffer

Dieses sowjetische Gerät mit der Typenbezeichnung РГ — 4 С besteht aus einem Plattenspieler für die Umdrehungen 33⅓, 45 und 78 Upm mit einem symmetrischen Zweikanalverstärker (2 × 2 Watt Endleistung) in einem Koffer. Ein zweiter Koffer enthält in jeder der auseinanderklappbaren Hälften Lautsprecher, die entsprechend der gewünschten Basisbreite aufgebaut werden können. Der Klirrfaktor der Verstärkeranlage wird mit 0,2% angegeben, der Übertragungsbereich der Anlage reicht von 100···10 000 Hz (die dabei auftretenden Verstärkungsabfälle sind leider nicht angegeben). Die komplette Anlage nimmt am Netz (127 oder 220 V Wechselspannung) etwa 60 VA auf.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

9. JAHRGANG · 1. NOVEMBERHEFT **21** 1960

PROBLEME DES UHF-FERNSEHEMPFANGES

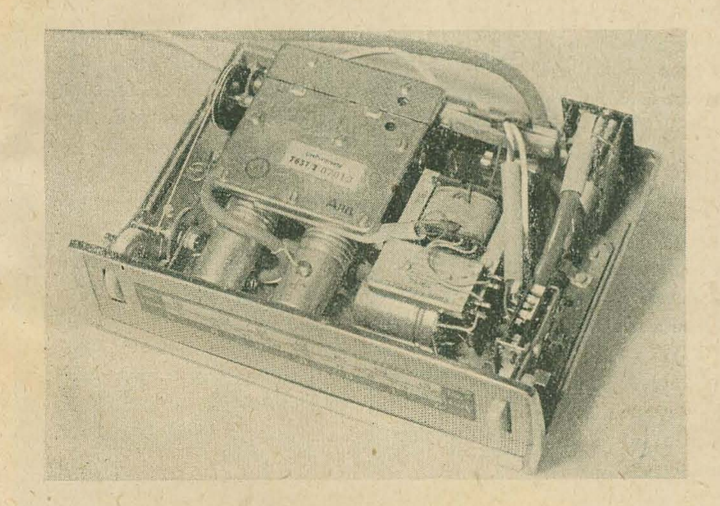
Nachdem in den letzten Heften auf grundsätzliche technische Probleme des Dezimeterwellenfernsehempfangs hingewiesen wurde, sollen auch zur ökonomischen Seite der Aufgabe einige Bemerkungen gemacht werden. Man muß sich vergegenwärtigen, daß alle bisher in der DDR produzierten (und importierten) Fernsehgeräte nicht mit einem UHF-Tuner ausgerüstet sind und die wenigsten Gerätetypen die Nachrüstung mit einem solchen Tuner gestatten. Es gibt keinen Grund, die Besitzer dieser Geräte vom UHF-Fernsehempfang auszuschließen. Um ihre Geräte für den UHF-Empfang nachträglich zu ergänzen, gibt es verschiedene technische Lösungswege, die heute alle nicht mehr problematisch sind. Da es jedoch gilt, zum gegebenen Zeitpunkt in relativ kurzer Zeit Hunderttausende solcher Fernsehgeräte „UHF-fähig" zu machen, handelt es sich offensichtlich um ein komplexes technisches, technologisches und ökonomisches Problem.

Der UHF-Konverter

Der UHF-Konverter ist ein kleines Vorsatzgerät, das die Empfangsfrequenzen im Band IV/V in den Bereich der Zwischenfrequenz (38,9 MHz) oder auf eine Frequenz im Band I transponiert. Die direkte Transponierung auf die Empfänger-ZF bietet eine Reihe Vorteile.

Die Transponierung auf eine Frequenz im Band I vermeidet jegliche Änderung im Fernsehgerät. Bild 1 zeigt die (geöffnete) Ausführung eines Konverters der westdeutschen Firma Grundig. Um solche Vorsatzgeräte möglichst universell, d. h. zu jedem Fernsehgerät passend, zu machen, sind sie mit einem eigenen kleinen Netzteil versehen, das bei Inbetriebnahme des angeschlossenen TV-Gerätes selbsttätig miteingeschaltet wird.

Obwohl seitens der Deutschen Post berechtigte Bedenken gegen die Störstrahlung von Konvertern bestehen, läßt sich ihre Verwendung nicht vermeiden. (Bei sachgemäßer Ausführung läßt sich übrigens die Strahlung innerhalb der zulässigen Grenzen halten.) Auf die Verhältnisse der DDR bezogen, dürfte ein Konvertertyp fast allen Erfordernissen genügen, auch bei Umsetzung auf die Empfänger-ZF. (Die Zwischenfrequenz fast aller Geräte liegt bei dem empfohlenen Wert 38,9 MHz, die der neueren Geräte unbedingt. Tabelle 1 gibt eine Übersicht über den Wert der Bild-ZF der in der DDR zur Zeit üblichen Gerätetypen. Bei Geräten mit abweichender Bild-ZF dürfte das „Hinziehen" der Oszillatorfrequenz im „Standard"-Konverter kein Problem sein). Das stärkere „Driften" der Parallel-



UHF-Konverter für die bisherigen TV-Geräte (Firma Grundig, DBR)



Tabelle 1: Bild-ZF der in der DDR handelsüblichen TV-Gerätetypen

Gerät	Bild-ZF
Rembrandt B	35,5 MHz
Rembrandt D/E	26,0 MHz
Rubens	26,0 MHz
Dürer	26,0 MHz
(alle späteren Gerätetypen der DDR benutzen die einheitliche ZF von 38,9 MHz)	
Orion AT 401	38,0 MHz
Start, Sarja	34,25 MHz
Astra	38,9 MHz

tongeräte bei Band IV/V-Empfang ist allerdings unvermeidlich.
Obwohl sich eine Allstromausführung des Konverters mit einem sehr einfachen und billigen Netzteil realisieren läßt, erscheint doch die Fertigung eines reinen Wechselstromgerätes insgesamt wirtschaftlicher, da ja der Konverter den Bestimmungen über Berührungsschutz entsprechen muß. Diese erfordern bei einem Allstromgerät einen wesentlichen höheren Aufwand (absolute Isolierung des Metallchassis gegen zufälliges Berühren). Unter Berücksichtigung der geringen Fernsehteilnehmerzahl in Wohngebieten mit Gleichstromnetzen (die am Ende des dritten Fünfjahrplans größtenteils auf Wechselstrom umgestellt sein dürften), erscheint die Wechselstromvariante des Konverters als einzige Ausführung vertretbar. Das bedeutet eine nicht zu unterschätzende wirtschaftliche Erleichterung für Konstruktion und Fertigung.
Die benötigten Stückzahlen: Um allen derzeitigen Fernsehteilnehmern nachträglich den UHF-Empfang zu ermöglichen, würden etwa 900000 Konverter benötigt. Diese Anzahl wird jedoch nicht auf einmal gebraucht: Nicht alle Teilnehmer werden sofort innerhalb der Versorgungsgebiete der aufzustellenden Band-IV/V-Sender wohnen, denn die Sender werden nacheinander aufgestellt und in Betrieb genommen werden. Da jedoch der Bedarf an solchen Konvertern mit der Einführung eines zweiten Fernsehprogramms schlagartig anwachsen wird, muß unsere Industrie sich rechtzeitig vorbereiten.
Das Heranziehen von kleinen Betrieben zur Kooperationsfertigung erfordert Voraussetzungen, die nicht überall gegeben sind, weil die für UHF-Tuner (und damit auch für den Konverter) erforderlichen Topfkreise an die Fertigung erhebliche Anforderungen stellen (jede Maßabweichung, schon eine zu rauhe oder falsch behandelte Oberfläche verschlechtern unter anderem die Güte der Kreise und damit die technischen Daten der Geräte). Für das Prüffeld wird ein relativ kostspieliger Meßgerätepark benötigt, der hohe Investitionen erfordert.

Die UHF-Antennenanlage

Die für den Empfang der Sender im UHF-Bereich erforderlichen Antennenanlagen erfordern — sowohl bei bereits „UHF-fähigen" Geräten als auch bei nachgerüsteten oder ergänzten — erhebliche Kosten an Material und Arbeitslöhnen. Gewiß, für die finanzielle Seite kommt der einzelne Teilnehmer selbst auf, aber Industrie und Handwerk müssen Material und Arbeitskraft bereitstellen. Der Materialaufwand für eine UHF-Antenne ist trotz ihrer verhältnismäßig geringen Abmessungen groß, da der Gewinn der Antennen höher liegen muß, als dies bei Band-III-Antennen am gleichen Empfangsort nötig ist (exakt: bei gleicher Feldstärke wie im Band III). Wenn auch diese Antenne oft am gleichen Tragemast angebracht werden könnte wie die bereits vorhandene TV-Antenne, so muß berücksichtigt werden, daß die baupolizeilichen Vorschriften dies durchaus nicht immer gestatten!
Für das Antennenkabel kommt in der Regel nur eine hochwertige Koaxialausführung in Betracht, da Bandleitungen eine zu große Strahlungsdämpfung aufweisen und zu stark von der Witterung und der Verlegung beeinflußt werden. Dies bedeutet nicht nur für die Kabelindustrie (VEB Kabelwerk Vacha) eine spürbare Mehrbelastung, sondern auch für die Anlagenbaubetriebe bzw. das Handwerk, soweit es Antenneninstallationen ausführt.
In Gebieten mit niedriger Feldstärke wird der UHF-Empfang auch bei sorgfältiger Ausführung der Anlage zum Problem, sobald die Länge und damit auch die Dämpfung des Antennenkabels ein gewisses Maß übersteigt. Der in den konventionellen Fernsehbereichen übliche Einsatz von Antennenverstärkern (unmittelbar am Antennenfußpunkt) kommt vorläufig für das Band IV/V kaum in Betracht. Antennenverstärker für Gemeinschaftsantennenanlagen sind zwar wirtschaftlicher, im Band IV/V stößt jedoch ihre Realisierung auf technische Schwierigkeiten, da sie mit konventionellen Elektronenröhren zur Zeit nur schwer zu realisieren sind.

Der Gemeinschaftsumsetzer

In letzter Zeit wird besonders in der westdeutschen Fachliteratur auf die Gemeinschaftsumsetzer hingewiesen. Auch in radio und fernsehen 13 (1960) wurde das Prinzip einer solchen Anlage kurz beschrieben: Die von einer Antenne empfangene TV-Frequenz im Band IV/V wird in einen Kanal der konventionellen Bänder transponiert. (Für die Verhältnisse in der DDR bietet sich hierfür der nicht belegte Kanal 2 geradezu an.) Die Verstärkung des umgesetzten Signals und seine Weiterleitung zu den einzelnen Teilnehmern durch Kabel (gemeinsam mit den Empfangsspannungen für UKML und Programm-1-TV) ist kein technisches Problem mehr.
Die Vorteile einer solchen Anlage bestehen unter anderem darin, daß die einzelnen Teilnehmer weder eine individuelle Antennenanlage noch — und darin liegt ein immenser ökonomischer Vorteil! — die UHF-Nachrüstung ihres Fernsehgerätes benötigen. Besonders in dichtbesiedelten Gegenden mit Wohnblöcken ist dieser Lösungsweg naheliegend, da nur je ein Gemeinschaftsumsetzer mit Antennen- und Verteileranlage für jeweils 12 ··· 50 Teilnehmer benötigt wird. Dort, wo bereits Gemeinschaftsantennenanlagen bestehen, wird das Problem zusätzlich durch die bereits bestehenden Geräte und Antennenmaste erleichtert.

Umsetzer mit Wiederausstrahlung

Der Gedanke liegt nahe, in ländlichen Gegenden für den Empfang des UHF-Fernsehens Frequenzumsetzer, ähnlich den bisher aufgestellten, zu verwenden. Hier müßte allerdings die Abstrahlung des im Dezimeterwellenbereiches empfangenen Fernsehsignals auf einem Kanal im Band I oder III erfolgen. Diese Lösung wird jedoch nur in besonderen Fällen möglich sein. Die Ausstrahlung von Sendungen ist nur mit Genehmigung der Deutschen Post zulässig, die mit Recht die Einhaltung bestimmter, eng begrenzter technischer Parameter fordert. „Privatanlagen" dieser Art sind also keinesfalls zulässig!
Die ökonomische Überlegenheit solcher Umsetzer gegenüber den „individuellen" Konvertern oder nachträglich eingebauten UHF-Tunern ist nicht à priori gegeben, sondern muß von Fall zu Fall anhand der Empfangsanlage und der potentiellen Teilnehmerzahl eingeschätzt werden.

Schlußfolgerungen

Die skizzierte Problematik des UHF-Fernsehempfangs, besonders mit den bisherigen Geräten, läßt einige Schlußfolgerungen zu:
Obwohl das zweite Fernsehprogramm im Moment noch nicht läuft und zur Zeit erst zwei UHF-Fernsehsender im offiziellen Versuchsbetrieb arbeiten (1. 10. 60), gilt es, rechtzeitig die erforderlichen Maßnahmen zu treffen. Dies ist besonders wichtig, weil die zukünftigen Aufgaben komplexer Natur sind: Sie betreffen sowohl die Betriebe mehrerer VVB als auch den Servicedienst, der fast ausschließlich von PGH und Einzelhandwerk wahrgenommen wird, dazu die städtischen Baumeister und die volkseigenen Wohnungsverwaltungen! Die bisherige Praxis zeigt, daß derart komplexe Aufgaben bisher oft noch ungenügend geplant und durchgeführt wurden (Beispiel: Gemeinschaftsantennenanlagen!).
Es gilt, in die Planung des UHF-Fernsehens wirklich alle Beteiligten jetzt schon einzubeziehen und die einzelnen Aufgabengebiete genau festzulegen. Der Staatlichen Plankommission obliegt die Gesamtleitung des Programms, wobei auch sie hoffentlich operativer als bisher arbeitet und sich gegenüber betriebsegoistischen Tendenzen stärker durchsetzt. Auf Grund der starken Anteilnahme der Bevölkerung an der Erweiterung und Vervollkommnung der Fernsehversorgung ist an der freiwilligen Mitarbeit breiter Bevölkerungskreise bei der Lösung der genannten Aufgabe nicht zu zweifeln.

Streng

Die Goubau-Leitung

Prinzip, Werte und Anwendung

KLAUS K. STRENG

In den letzten Jahren war die Goubau-Leitung, auch G-Leitung genannt, oft Gegenstand von Veröffentlichungen in der internationalen Fachliteratur. Sehr zu Unrecht vernachlässigte man sie bisher — sowohl in der Theorie als auch in der Anwendung — in der DDR. In radio und fernsehen 12 (1960) veröffentlichten wir einen kurzen Hinweis auf die industrielle Ausführung der Goubau-Leitung [1]. Der folgende Beitrag verfolgt den Zweck, einen möglichst großen Kreis mit dem Prinzip und der praktischen Ausführung von Goubauleitungen bekannt zu machen.

Geschichtliches

Die Theorie, die der Goubau-Leitung zugrunde liegt, nämlich die Wellenleitung in einem Draht, geht bis auf den Ausgang des 19. Jahrhunderts zurück [2]. Doch erst seit etwa 1950 wurden diese längst bekannten Tatsachen über die Oberflächenleitung praktisch verwertet. Die Erklärung ist einfach: Die seinerzeit angestellten Untersuchungen von *Sommerfeld* erlangten erst dann eine größere Bedeutung für die Praxis, als der hochfrequente Energietransport im Bereich der Meter- und Dezimeterwellen über größere Entfernung und mit möglichst geringen Verlusten aktuell wurde. Diese Problematik ergab sich durch die Einführung des Fernsehens im Band III und erst recht mit der Erschließung des Bandes IV/V. Große Verdienste erwarb sich unter anderen *G. Goubau*. Er umgab die Eindrahtleitung mit einem isolierenden Mantel nach *Harms* [3] und untersuchte dann die sich daraus ergebenden Vorteile für die Praxis [4]. In Würdigung dieser eingehenden Untersuchungen wird die Eindrahtleitung heute allgemein Goubau-Leitung genannt.

Prinzip

Wie schon erwähnt, wird bei der G-Leitung hochfrequente Energie über einen Leiter fortgeleitet, ohne die Erde als Rückleiter zu benutzen. Dies grenzt sie entschieden von den konventionellen Paralleldrahtleitungen und Koaxialkabeln ab, die, wie allgemein in der Elektrotechnik üblich, zwei voneinander isolierte Leiter besitzen.

Die Tatsache, daß eine Erde für ihr Funktionieren völlig überflüssig ist, läßt sich durch die Maxwellschen Feldgleichungen eindeutig mathematisch beweisen, doch führte uns dies zu komplizierten mathematischen Ansätzen, auf die der Techniker gern verzichtet. Durch die Arbeiten verschiedener Verfasser wurde nachgewiesen, daß sich für die G-Leitung relativ einfache Näherungsgleichungen aufstellen lassen, die ihren Zweck völlig erfüllen.

Um ihre Wirkung zu veranschaulichen, kann man sich die G-Leitung als den Grenzfall eines Koaxialkabels denken, bei dem der Außenleiter unendlich weit vom Innenleiter entfernt ist. Bekanntlich erfolgt beim Koaxialkabel der Energietransport im Dielektrikum zwischen den beiden Leitern. Zur praktischen Realisierung einer Eindrahtleitung ist es erforderlich, um den „Innenleiter" eine isolierende Schicht anzuordnen, deren relative Dielektrizitätskonstante > 1 ist. Dadurch wird das elektrische Feld gewissermaßen um den „Innenleiter" konzentriert. Tatsächlich wird bei der G-Leitung ein sogenannter Grenzradius eingeführt, d. h. ein Abstand um den Draht, innerhalb dessen über 90% der Energie transportiert wird. Die Restenergie, die außerhalb dieses Grenzradius noch transportiert wird (theoretisch bis zum Abstand unendlich) darf ohne weiteres vernachlässigt werden.

Für die Bestimmung des Grenzradius findet man in der Literatur die Näherungsgleichung

$$\ln\frac{1{,}123\, r_0}{r} = \left(1 - \frac{1}{\varepsilon_r}\right)\left[1 + \left(\frac{2\pi r_0}{\lambda_0}\right)^2\right] \ln\left(1 + \frac{s}{r}\right).$$

Diese transzendente Gleichung läßt sich nicht nach r_0 auflösen. Die verschiedenen Autoren geben voneinander abweichende halbempirische Lösungen an [6, 7], von denen die einfache Form nach Hübner [6] lautet:

$$r_0 \approx r \cdot \lambda_0 \frac{\varepsilon_r}{(\varepsilon_r - 1)\ln\left(1 + \frac{s}{r}\right)}. \qquad (1)$$

Diese Gleichung liefert meist zu kleine Werte. Für überschlägige Näherungsbestimmungen genügt die Beziehung:

$$r_0 \approx \frac{\lambda_0}{2}. \qquad (1a)$$

In den Gleichungen bedeuten:

- r_0 der Grenzradius
- r der Leiterradius
- s die Dicke der Isolierschicht
- ε_r ihre relative Dielektrizitätskonstante und
- λ_0 die Wellenlänge im Vakuum

Man ersieht aus den Gleichungen, daß der Grenzradius abhängig von der Frequenz ist. Da der Raum innerhalb des Grenzradius um den Leiter von leitenden Gegenständen frei bleiben muß, leuchtet sofort ein, warum die G-Leitung erst für höhere Frequenzen (> 50 MHz) eine praktische Bedeutung hat. Kleinere Frequenzen (= größere Wellenlängen) bedingen einen entsprechend größeren Abstand des Leiters von seinen Haltemasten.

Zur Veranschaulichung der G-Leitung dient Bild 1. Um den metallischen Leiter (Kupferdraht, evtl. versilbert) ist eine Isolierschicht ($\varepsilon_r > 1$) mit möglichst geringem Verlustfaktor $\tan\delta$ angeordnet. Um diesen isolierten Draht wiederum befindet sich ein gedachter Luftschlauch mit dem Grenzradius r_0, innerhalb dessen die Energie transportiert wird.

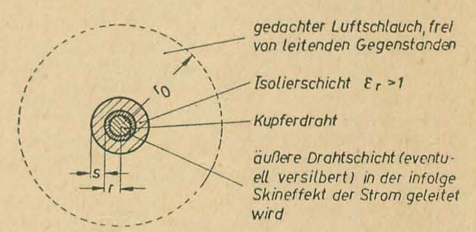


Bild 1: Maßbezeichnungen der Goubau-Leitung

Wellenwiderstand

Für einen verlustarmen Energietransport muß die G-Leitung an ihren Enden mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen sein. Die Definition des Wellenwiderstandes stößt hier allerdings auf einige Schwierigkeiten. In Abweichung zur konventionellen Definition bezeichnet man den Wellenwiderstand der G-Leitung mit

$$Z = \frac{2N}{I^2}. \qquad (2)$$

Hierin bedeutet: I der Strom, der durch den metallischen Leiter fließt und N die in der Leitung transportierte Leistung.

Für den Wellenwiderstand gilt folgende Beziehung:

$$Z = \frac{1}{2\pi} Z_0 \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda_0}{2\pi r_0}\right)^2} \left[\ln\frac{0{,}68\, r_0}{r} - \left(1 - \frac{1}{\varepsilon_r}\right)\ln\frac{r+s}{r}\right]. \qquad (3)$$

Hierin bedeuten:

Z_0 der Wellenwiderstand des leeren Raumes $= 377\,\Omega$ und die übrigen Symbole wie in der Gleichung (1).

Gleichung (3) läßt sich für überschlägige Rechnungen bedeutend vereinfachen. Bei $r_0 \approx \lambda_0/2$ gemäß Gleichung (1a) kürzt sich der Klammerausdruck in der Wurzel zu $1/\pi^2$. Faßt man die Konstanten zusammen, so bleibt:

$$Z = 61\left[\ln\frac{0{,}68\, r_0}{r} - \left(1 - \frac{1}{\varepsilon_r}\right) \cdot \ln\frac{r+s}{r}\right]. \qquad (3a)$$

Auch bei den vorkommenden Abweichungen des Wertes von r_0 gegenüber $\lambda_0/2$ ist der Fehler in Gleichung (3a) gering, da der Klammerausdruck in der Wurzel klein gegen 1 bleibt.
Aus den Gleichungen (3) und (3a) ist ersichtlich, daß auch der Wellenwiderstand der G-Leitung frequenzabhängig ist. Verantwortlich dafür ist die Änderung des Grenzradius in der eckigen Klammer der beiden Gleichungen.
Bild 2 zeigt den Verlauf von Grenzradius und Wellenwiderstand einiger technisch ausgeführter G-Leitungen. Man sieht, daß der Wellenwiderstand etwa 150 ··· 400 Ω beträgt.

Dämpfung

In der äußerst geringen Dämpfung der G-Leitung im Vergleich zu Bandleitung und Koaxialkabel liegt ihre große ökonomische und technische Bedeutung. In der Literatur sind verschiedene Gleichungen angegeben, um die einzelnen Anteile der

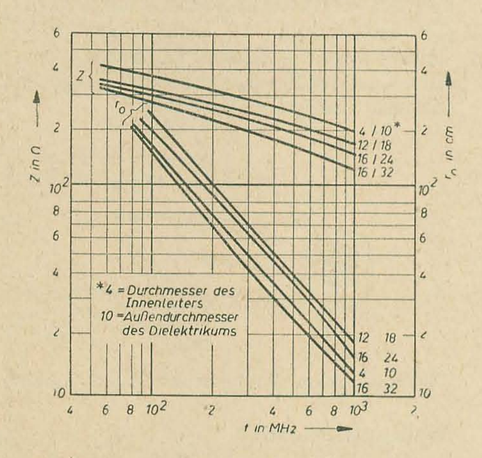


Bild 2: Grenzradius und Wellenwiderstand einiger Goubau-Leitungen in Abhängigkeit von der Frequenz

Dämpfung exakt zu berechnen. Die numerischen Berechnungen haben für die Praxis jedoch nur geringe Bedeutung, da durch die meist nur ungenau bekannten einzelnen materialabhängigen Faktoren zu große Fehler auftreten. Wichtig ist jedoch, daß sich für einen bestimmten Grenzradius und eine bestimmte Wellenlänge ein ganz bestimmtes Verhältnis $\frac{r+s}{r}$ finden läßt, welches ein Dämpfungsminimum ergibt. Entscheidend sind die Meßwerte an einer ausgeführten An-

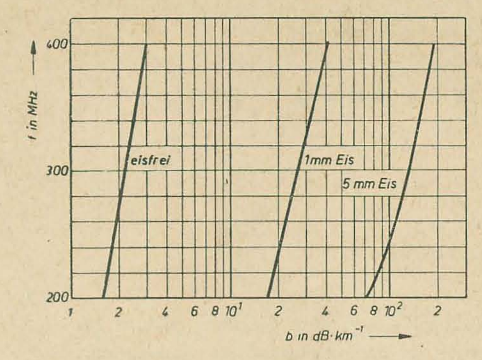


Bild 4: Einfluß der Eisschicht auf die Dämpfung einer Goubau-Leitung 7,5/15

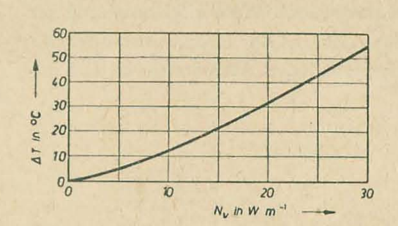
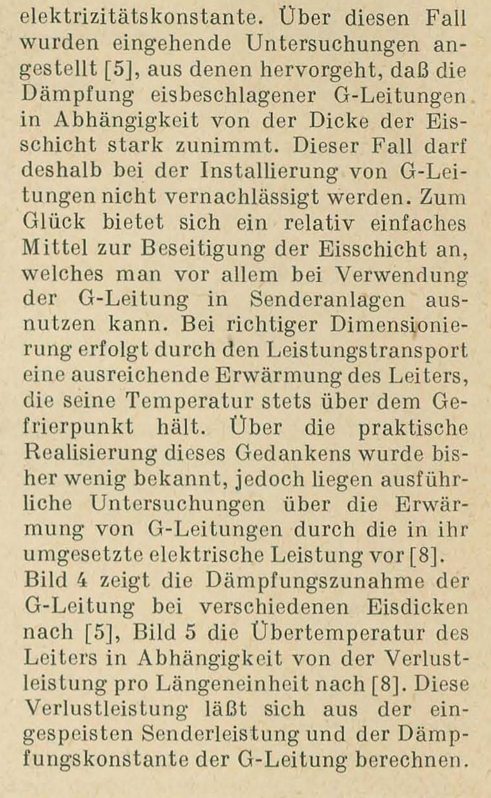


Bild 5: Übertemperatur der Goubau-Leitung in Abhängigkeit von der Verlustleistung pro Längeneinheit

lage. Deshalb sind im Bild 3 und in der Tabelle die Dämpfungswerte praktisch ausgeführter G-Leitungen im Vergleich zu anderen Leitungen zusammengestellt. Von entscheidender Bedeutung ist ferner, daß die sogenannte Strahlungsdämpfung der G-Leitung — korrekte Anpassung vorausgesetzt — vernachlässigbar klein ist. Auch dieser Umstand ist entscheidend für die vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten der G-Leitung.
Interessant ist das Verhalten der G-Leitung in bezug auf Dämpfung gegenüber dem Einfluß der Witterung. Bekanntlich erhöht sich die Dämpfung von Bandleitungen durch Regen oder Eis um das Vielfache. Messungen an der G-Leitung ergaben eine sehr geringe Dämpfungszunahme im nassen Zustand (von etwa 1 dB/km), die gegenüber der Dämpfungszunahme von Bandleitungen zu vernachlässigen ist. Komplizierter wird das Problem bei Bildung einer Eisschicht auf der G-Leitung. Dieser Fall tritt besonders in rauhen, speziell gebirgigem Klima auf, wo ja die Goubau-Leitung besonders oft verlegt wird.
Die Bildung einer Eisschicht wirkt wie ein zusätzlicher Mantel mit anderer Di-



elektrizitätskonstante. Über diesen Fall wurden eingehende Untersuchungen angestellt [5], aus denen hervorgeht, daß die Dämpfung eisbeschlagener G-Leitungen in Abhängigkeit von der Dicke der Eisschicht stark zunimmt. Dieser Fall darf deshalb bei der Installierung von G-Leitungen nicht vernachlässigt werden. Zum Glück bietet sich ein relativ einfaches Mittel zur Beseitigung der Eisschicht an, welches man vor allem bei Verwendung der G-Leitung in Senderanlagen ausnutzen kann. Bei richtiger Dimensionierung erfolgt durch den Leistungstransport eine ausreichende Erwärmung des Leiters, die seine Temperatur stets über dem Gefrierpunkt hält. Über die praktische Realisierung dieses Gedankens wurde bisher wenig bekannt, jedoch liegen ausführliche Untersuchungen über die Erwärmung von G-Leitungen durch die in ihr umgesetzte elektrische Leistung vor [8].
Bild 4 zeigt die Dämpfungszunahme der G-Leitung bei verschiedenen Eisdicken nach [5], Bild 5 die Übertemperatur des Leiters in Abhängigkeit von der Verlustleistung pro Längeneinheit nach [8]. Diese Verlustleistung läßt sich aus der eingespeisten Senderleistung und der Dämpfungskonstante der G-Leitung berechnen.

Einspeisung

Für den Praktiker ist vor allem interessant, wie sich der Übergang von üblichen Leitungen auf eine G-Leitung realisieren läßt. Der fehlende zweite Leiter muß an der Übergangsstelle irgendwie „ersetzt" werden.
Allgemein setzten sich sogenannte Anpassungstrichter aus Metall für diesen

Tabelle: Dämpfungswerte einiger G-Leitungen im Vergleich zu anderen Leitungen

Typ¹)	Bezeichnung²)	Zustand	Dämpfung in dB/km	Frequenz in MHz
G	1,7/4,7	trocken	8	200
G	1,7/4,7	naß	9	200
G	4/10	trocken	5	200
G	4/10	naß	6	200
G	12/18	trocken	1,8	200
B	0,9/4,9	trocken, neu, freihängend	70	200
B	0,9/4,9	dgl., jedoch naß	190	200
K	1/5	—	105	200
K	2,3/10	—	80	200
G	4/10	trocken	10	500
G	12/18	trocken	3,8	500
B	0,9/4,9	trocken, neu, freihängend,	107	500
B	0,9/4,9	dgl., jedoch naß	255	500
K	1,5/7	—	180	500
G	4/10	trocken	13	750
G	12/18	trocken	6	750
B	0,9/4,9	trocken, neu, freihängend	137	750
B	0,9/4,9	dgl., jedoch naß	>400	750
K	1,5/7	—	230	750
G	4/10	trocken	18	1000
G	12/18	trocken	8	1000
G	12/18	trocken	22	2000

¹) G = Goubau-Leitung, B = Flachbandleitung, K = Koaxialkabel.

²) Bei G und K erste Zahl Durchmesser des Innenleiters, zweite Zahl Außendurchmesser des Dielektrikums; bei B bedeuten die Zahlen Leiterdurchmesser und -abstand. Alle Maße in Millimeter.

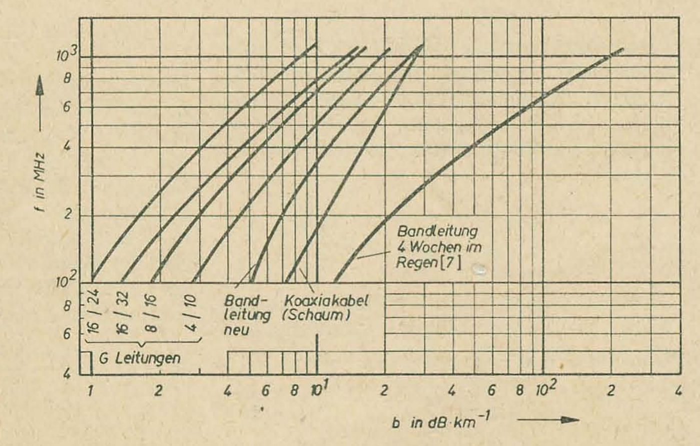


Bild 3: Dämpfung einiger Goubau-Leitungen in Abhängigkeit von der Frequenz im Vergleich zu Bandleitung und Koaxialkabel

Zweck durch (Bild 6). Zwecks besserer Anpassung ersetzte Kathrein diese Grundform durch den in Bild 7 gezeigten Trichter [9], der sich mehr der theoretisch günstigsten Exponentialform nähert.
Diese Trichter sind für den Übergang von Koaxialkabel auf G-Leitungen gedacht. Während der Innenleiter des Koaxialkabels in dem Leiter der G-Leitung seine Fortsetzung findet, mündet der Mantel in einen vom Innenleiter isolierten Trichter, der die G-Leitung an ihrem Ende umschließt. Die Öffnung des Trichters muß größer sein als der Grenzradius der G-Leitung. Ist diese Bedingung erfüllt, so kann man den auf der Außenseite des Trichters fließenden Strom an seiner Öffnung vernachlässigen, d. h., der Trichter kann dort metallisch geerdet sein. Dies ist zwar für das Funktionieren der G-Leitung bedeutungslos, jedoch aus blitzschutztechnischen Gründen sehr willkommen.
Bei sachgemäßer Ausführung kann man für den Trichter mit einer Dämpfung von < 1 dB rechnen [8], wie verschiedene Messungen an praktisch ausgeführten G-Leitungen an verschiedenen Orten bestätigen.
Neben dieser Trichteranpassung an beiden Enden scheint auch eine andere Form der Energieauskopplung aus der G-Leitung für die Praxis von Bedeutung. In Gemeinschaftsanlagen mit G-Leitungen in Österreich und den USA [10] wird eine Leiterschleife (Bild 8), ähnlich dem Faltdipol, jedoch kürzer als eine halbe Wellenlänge, innerhalb des Grenzradius in der Nähe der G-Leitung angebracht. Sie ermöglicht die Auskopplung eines Teils ihrer Energie ohne nachteilige Folgen wie Reflexion, Störung der Anpassung usw. Allerdings sind die Untersuchungen noch keinesfalls abgeschlossen und vorerst nur mit Vorsicht zur Kenntnis zu nehmen. So wird von den amerikanischen Anlagen berichtet, daß sie durch absichtliche Fehlanpassung „strahlend" gemacht wurden, um die Energieauskopplung auf diese Art zu begünstigen!

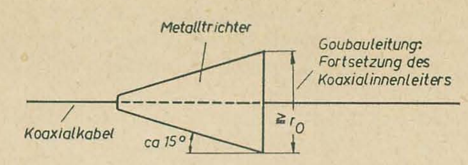


Bild 6: Prinzip des Trichters zum Anregen der Goubau-Leitung

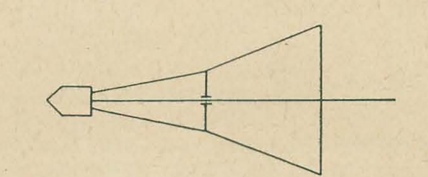


Bild 7: Prinzipskizze des dämpfungsarmen Anregungstrichters von Kathrein (annähernd maßstabgerecht)

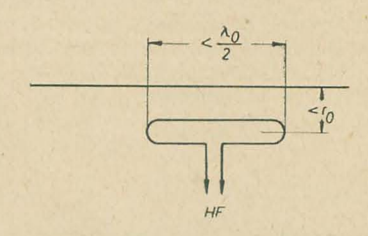


Bild 8: Koppelschleife zur Leistungsentnahme aus der G-Leitung

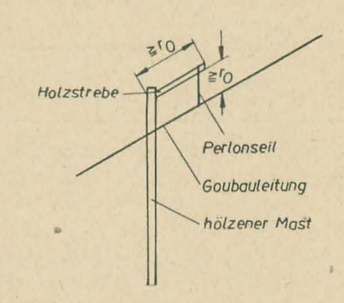


Bild 9: Aufhängung der G-Leitung

Verlegung

Aus dem bisher gesagten geht hervor, daß die G-Leitung mindestens innerhalb eines gewissen Abstandes (Grenzradius r_o) frei von leitenden Gegenständen aller Art zu halten ist. So sind auch Holzmaste, besonders bei feuchtem Wetter, bereits nicht mehr zu vernachlässigen. Die korrekte Verlegung einer G-Leitung ähnelt der einer Hochspannungsfreileitung, d. h. sie ist an wenigen Punkten unter Wahrung eines möglichst großen Abstandes aufgehängt. Daß die Aufhängung selbst nur aus bestem Isolierstoff erfolgen darf (z. B. Perlonseil) dürfte selbstverständlich sein. Bild 9 zeigt die schematische Darstellung dieser Aufhängung. Auf die mechanischen Eigenschaften des Leiters in bezug auf Eigengewicht und Winddruck ist Rücksicht zu nehmen.
Nach Möglichkeit sollen Knicke in der Leitungsführung vermieden werden, keinesfalls sollen sie den Winkel von 20 bis 40° übersteigen. Auch dürfen sich Knicke nicht enger als etwa 6 ··· 10 Wellenlängen wiederholen. Für hochwertige Leitungen, d. h. Leitungen, die mit möglichst geringer Dämpfung ausgeführt werden sollen, empfiehlt sich statt eines Knickes ein möglichst großer Biegeradius.

Praktische Anwendung

a) Fernsehversorgung in ungünstigen Empfangsanlagen

Wie praktisch ausgeführte Anlagen mit G-Leitungen beweisen, dient die G-Leitung zur Erleichterung der Fernsehversorgung bei ungünstigen Empfangslagen, wie sie besonders in gebirgigen Gegenden anzutreffen sind. Eine auf einer Bodenerhöhung angeordnete Antenne nimmt die Energie vom Sender auf und leitet sie meist unter Zwischenschaltung eines Verstärkers über G-Leitung zum Empfänger weiter. Wegen der geringen Dämpfung der G-Leitung kann der Abstand Antenne—Empfänger mehrere 100 m betragen, jedoch sind auch Fälle von Leitungen dieser Art bis zu 3 km Entfernung bekannt. Von Kathrein [9] wird angegeben, daß der ökonomische Nutzen der G-Leitung erst ab einer Leitungslänge von $>$ 300 m gewährleistet ist. Diese Angabe kann jedoch nur als grober Richtwert angesehen werden. Selbstverständlich ist eine G-Leitung in der Lage, mehrere Fernsehteilnehmer zu versorgen, was sie —bezogen auf die Verhältnisse in der DDR — besonders für kleine Siedlungen (LPG) interessant macht.
Da der metallische Leiter der G-Leitung sich ohne weiteres für Gleichstrom und Wechselstrom gegen Erde isolieren läßt, kann über ihn auch gleichzeitig die Stromversorgung des Antennenverstärkers erfolgen. Diese Tatsache könnte man evtl. gleichzeitig zur Erwärmung der G-Leitung (Verhinderung von Eisbildung) ausnutzen. Das Einsparen eines besonderen Energie-Versorgungskabels dürfte die Wirtschaftlichkeit von Anlagen mit G-Leitungen zusätzlich erhöhen.

b) Übertragung der Senderenergie an einen Strahler [8]

Fernsehsender im Dezimeterwellenbereich (Band IV/V) benötigen einen möglichst hoch gelegenen Strahler, um ein ausgedehntes Versorgungsgebiet zu erfassen. Sieht man von den Sonderfällen ab, in denen eine günstig gelegene Bodenerhöhung diesem Bestreben entgegenkommt, so bleibt meist nur die Lösung, die eigentliche Antenne auf der Spitze eines hohen Turmes anzubringen. Besonders gern verwendet man die selbststrahlenden Maste bereits vorhandener Mittelwellensender, um zusätzliche Baukosten zu sparen. Man erreicht so zwar beachtliche Antennenhöhen, jedoch nimmt auch die Länge des Antennenkabels zu. Es ist allgemein bekannt, daß die in der Sendetechnik üblichen koaxialen Energieleitungen bei derart hohen Frequenzen einen beachtlichen Teil der Senderleistung „schlucken" und außerdem sehr materialaufwendig sind. Auch hier lassen sich die konventionellen Antennenkabel vorteilhaft durch Goubau-Leitungen ersetzen.
Untersuchungen an praktisch ausgeführten Anlagen der Firma Rohde & Schwarz für Frequenzen im Band II und im Band IV bestätigen in vollem Umfang die günstigen theoretischen Voraussetzungen. Die auf den Mittelwellensstrahlern angebrachten und über freihängende G-Leitungen versorgten VHF- bzw. UHF-Antennen übten keinen störenden Einfluß auf die Charakteristik der Mittelwellenantenne aus. Umgekehrt war die eingekoppelte Restspannung des Mittelwellenstrahlers in die Endstufen der VHF- bzw. UHF-Sender vernachlässigbar klein, so daß eine Störung seiner Modulation (hochfrequentes Übersprechen) nicht auftrat, außerdem wurden durch die G-Leitung erhebliche Mengen Buntmetall eingespart. Sowohl die Materialkosten als auch die der Verlegung der G-Leitung stehen in einem günstigen Verhältnis zu denen einer konventionellen Koaxialleitung.
Hervorzuheben ist noch, daß beim Betrieb von Fernsehsendern über G-Leitung (Band IV) keine störenden Laufzeitdifferenzen infolge unerwünschter Strahlung der Leitung beobachtet wurden. Dieses Ergebnis war auf Grund der geringen Strahlungsdämpfung der G-Leitung zu erwarten, wurde jedoch zusätzlich durch den Höhenunterschied zwischen dem Strahler und der mittleren Höhe

der Leitung begünstigt. Zu erwähnen bleibt, daß die Strahlung hauptsächlich durch Ankopplungsverluste (an den Trichtern) erfolgt. Ihre Öffnung ist deshalb $> r_0$ zu wählen.

c) Strahlungsfreie künstliche Antenne für Sender

Das Problem der Verwendung als sogenannte Kunstantenne für Erprobungen von Sendern ist, daß die G-Leitung für diesen Zweck ausgangsseitig nicht mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen werden darf, da er ja sonst die Sendeleistung in Wärme umgesetzt und selbst als Kunstantenne gedient hätte.
Es zeigte sich jedoch, daß bei Annäherung der G-Leitung über etwa 20 Wellenlängen an ein absorbierendes Medium die Leistung praktisch in der Leitung vernichtet wird. Die G-Leitung wurde zu diesem Zweck unmittelbar über dem Erdboden gespannt. Wie berichtet [8], diente eine solche einfache Anordnung als Abschluß eines 12-kW-Senders im Band IV.
Aus den Bedingungen für die Leistungsabsorption geht hervor, daß auch hier die G-Leitung nur für hohe Frequenzen ($\geqq$ 200 MHz) gerechtfertigt ist. In diesem Frequenzbereich stellt sie allerdings eine sehr einfache Kunstantenne dar, bei der Anpassungsfragen, Wärmeabführung usw. von untergeordneter Bedeutung sind.

Grenzen und Schlußfolgerungen

Während die untere Grenzfrequenz der G-Leitung durch technisch-ökonomische Erwägungen festliegt und etwa auf 50 MHz begrenzt ist, fällt es schwer, ihre obere Grenzfrequenz zu bestimmen. Allgemein wird diese in der Literatur mit etwa 2000 MHz angegeben, jedoch dürfte diese Zahl auf Grund des derzeitigen Standes der Technik empirisch ermittelt worden sein. Prinzipiell ist ihre Verwendung auch im Zentimeterwellengebiet möglich, wie gelegentliche Nachrichten beweisen. Es dürfte jedoch hier eine Frequenz geben, ab welcher die Verwendung von Hohlleitern zweckmäßiger ist.
Leistungsmäßig lassen sich zur Zeit keine Grenzen für die G-Leitung angeben. Wie ihr praktischer Einsatz beweist, ist sie sowohl bei der Übertragung sehr geringer (Empfangsantennen) als auch großer Leistungen (Senderantenne) einzusetzen. Bei der Übertragung kleiner Leistungen ist allerdings zu berücksichtigen, daß sie leicht Störungen aus der Umgebung aufnimmt. Dies ist gegebenenfalls durch Anordnung eines Verstärkers vor der Leitung zu berücksichtigen.
Bedenkt man, daß die Praxis der G-Leitung erst ein knappes Jahrzehnt alt ist, so erkennt man, daß ihre Anwendungsmöglichkeiten noch keinesfalls erschöpft sind. So wären in der Perspektive G-Leitungen zur trägerfrequenten Übertragung von Fernsprechsignalen in unwegigem Gelände denkbar, in dem die Errichtung von Richtfunkverbindungen unwirtschaftlich ist. Eine andere, noch nicht näher erforschte Anwendungsmöglichkeit könnte in der Übertragung bandbreiter Signale in ein Fahrzeug (Eisenbahn) bestehen, wobei die Energieentnahme aus der parallel zum Fahrweg verlaufenden G-Leitung mittels Leiterschleifen große Vorteile bieten würde.
Es kann der Industrie der DDR nicht nahe genug gelegt werden, sich schnellstens eingehend mit der Goubau-Leitung zu befassen, um auch hier den technisch-wissenschaftlichen Höchststand kurzfristig zu erreichen.

Literatur

[1] Einige Neuheiten und Entwicklungstendenzen der westdeutschen Industrie; radio und fernsehen 12 (1960) S. 392 ··· 395

[2] A. Sommerfeld: Über die Fortpflanzung elektrodynamischer Wellen längs eines Drahtes; Ann. Phys. (1899) S. 233 ··· 290

[3] F. Harms: Elektromagnetische Wellen an einem Draht mit isolierender zylindrischer Hülle; Ann. Phy. (1907) S. 44 ··· 60

[4] G. Goubau: Designing Surface-Wave Transmission Lines; electronics April (1954) S. 180 ··· 184

[5] G. Piefke: Theorie der Harms-Goubau-Drahtwellenleitung; Archiv der elektrischen Übertragung 2 (1955) S. 81 ··· 93

[6] R. Hübner: Die Goubau-Leitung; Technische Mitteilungen PTT 10 (1959) S. 453 bis 458

[7] M. Lohr: Die Eindrahtwellenleitung als Fernsehübertragungsstrecke; radio-mentor 5 (1958)

[8] F. R. Huber und H. Neubauer: Die Goubau-Leitung im praktischen Einsatz; Rhode & Schwarz-Mitteilungen 13 (1960) S. 332 ··· 343

[9] Goubau-Leitung, Beschreibung und Aufbau-Anleitung; Druckschrift der Firma Anton Kathrein, Rosenheim

[10] Josef Kornfeld: Fernsehversorgung von Gebirgstälern und entlegenen Orten mittels Eindraht-Wellenleitung (Goubau-Leitung); Radioschau 11 und 12 (1959)

NEUE STANDARDS

Art	Nummer	Ausgabe	Gruppe	Titel des Standards	verbindlich ab	Registernummer	Bezugsnachweis
DK 621.396/.397 Funktechnik. Fernsehen							Fachbuchversandhaus Leipzig, Leipzig O 5, Täubchenweg 83
TGL	7561	6.60	364	Elektrische Nachrichtentechnik, Rundfunkempfänger in Kraftfahrzeugen, Technische Lieferbedingungen	1. 1. 61	7561	
DK 621.316.8 Widerstände							
TGL	4648	6.60	364	Festwiderstände; Drahtwiderstände glasiert und zementiert, Nennlast bis 500 W, Technische Lieferbedingungen	1. 11. 60	4648	
TGL	4649	6.60	364	Festwiderstände; Drahtwiderstände, glasiert und zementiert, Nennlast 2 W, Abmessungen, Technische Daten	1. 11. 60	4649	
TGL	4650	6.60	364	Festwiderstände; Drahtwiderstände, glasiert und zementiert, Nennlast 4 W, Abmessungen, Technische Daten	1. 11. 60	4650	
TGL	4651	6.60	364	Festwiderstände; Drahtwiderstände, glasiert und zementiert, Nennlast 8 W, Abmessungen, Technische Daten	1. 11. 60	4651	
TGL	4652	6.60	364	Festwiderstände; Drahtwiderstände, glasiert und zementiert, Nennlast 12 W, Abmessungen, Technische Daten	1. 11. 60	4652	
TGL	4653	6.60	364	Festwiderstände; Drahtwiderstände, glasiert und zementiert, Nennlast 15 W, Abmessungen, Technische Daten	1. 11. 60	4653	
TGL	4654	6.60	364	Festwiderstände; Drahtwiderstände, glasiert und zementiert, Nennlast 30 W, Abmessungen, Technische Daten	1. 11. 60	4654	

Technische und betriebliche Belange der Intervision

Mitteilung aus dem Bereich Rundfunk und Fernsehen

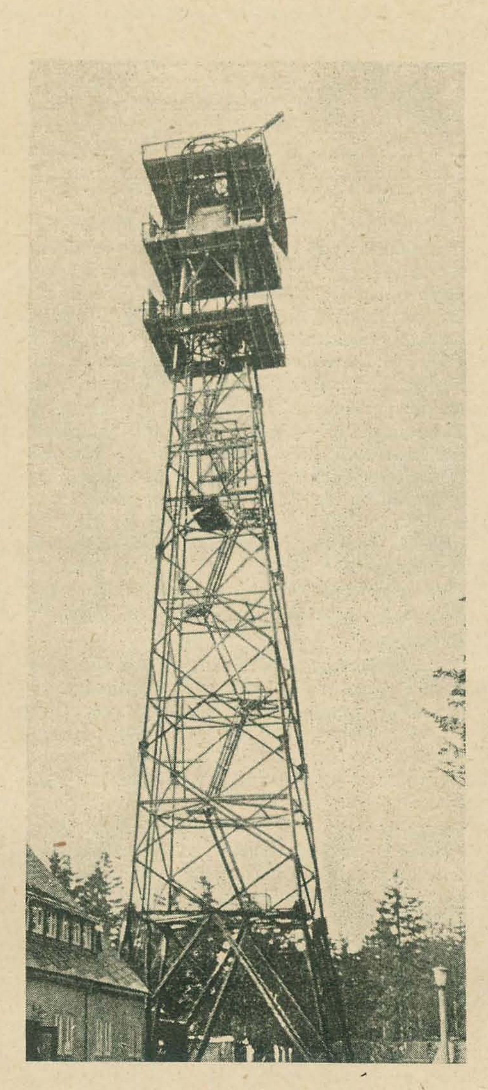
Der Verwaltungsrat der Internationalen Organisation für Rundfunk und Fernsehen, OIRT, beschloß auf seiner Tagung in Budapest im Januar 1960, ein internationales System für den Fernsehprogrammaustausch — die Intervision — zu gründen [s. radio und fernsehen 6 (1960) S. 166].
Die OIRT hat sich dabei das Ziel gestellt, die Ideale des Friedens, der Verständigung und der Freundschaft zwischen den Völkern zu verwirklichen und den Austausch von Kulturgütern, Informationen und Sendungen über wichtige internationale Ereignisse, Fragen der Wissenschaft, der Technik und des Sports zu fördern. Darüber hinaus wird die Schaffung der Intervision für die an sie angeschlossenen Fernsehstudios eine Bereicherung mit hochqualitativen Programmen, die humane und bildende Ziele verfolgen, mit sich bringen.

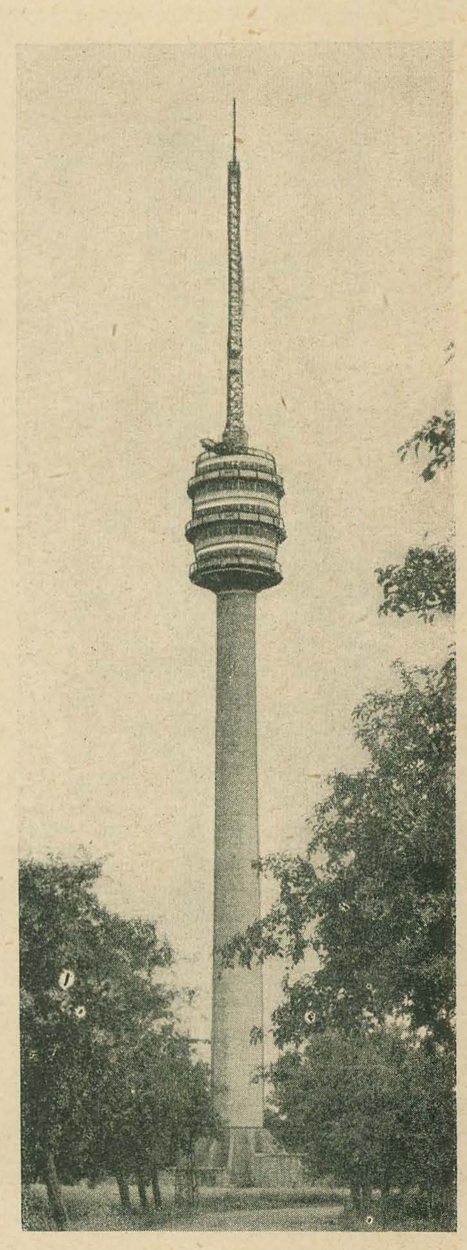
Die Intervision ist keine neue Organisation mit einem eigenen Fernsehnetz, sondern der Zusammenschluß von bestehenden nationalen Fernsehnetzen, die — einschließlich der Übergabepunkte zwischen den einzelnen Ländern — im Falle einer internationalen Fernsehübertragung das System der Intervision bilden.
Der Intervision gehören zunächst vier Länder an, und zwar die Ungarische Volksrepublik, die Tschechoslowakische Sozialistische Republik, die Volksrepublik Polen und die Deutsche Demokratische Republik. Über das Richtfunknetz dieser vier Länder, dessen Gesamtlänge zur Zeit etwa 3000 km beträgt, können mit Hilfe von 30 Sendern und etwa 2 Millionen Empfängern Intervisionsprogramme bereits jetzt von etwa 10 Millionen Fernsehteilnehmern gesehen und gehört werden. Im kommenden Jahr werden sich die Sowjetunion und im Jahre 1962 die Rumänische Volksrepublik, die Volksrepublik Bulgarien sowie die Volksrepublik Albanien an Sendungen der Intervision beteiligen. Außer den Mitgliedsländern der Internationalen Organisation für Rundfunk und Fernsehen können auch Fernsehorganisationen anderer Länder der Intervision beitreten, wenn sie sich dem Hauptziel der Intervision, die friedliche Zusammenarbeit zwischen den Völkern zu fördern, anschließen und das Statut der Intervision annehmen.

Mit der Gründung der Intervision ergeben sich neue Aufgaben auf den Gebieten der Programmgestaltung, der Technik und der Betriebsabwicklung; desgleichen ist es notwendig, entsprechende juristische und finanzielle Vereinbarungen zu treffen.
Im Statut der Intervision sind solche wesentlichen Fragen wie die Ziele, die Verantwortlichkeiten der innerhalb der Intervision gebildeten leitenden Gremien sowie Bestimmungen über die Mitgliedschaft enthalten.
Die Intervision wird von der Kommission für Programm- und organisatorische Fragen des Fernsehens der OIRT geleitet. Diese Kommission befaßt sich mit grundsätzlichen Fragen des Programms und der Organisation der Intervision sowie mit theoretischen Problemen, die sich bei der Lösung dieser Fragen ergeben.
Für die Durchführung von praktischen Arbeiten auf dem Gebiet des Programms wurde ein Programmrat der OIRT geschaffen (bestehend aus Vertretern der Teilnehmer der Intervision und einem Vertreter des Generalsekretariats der OIRT), der den Plan des Fernsehprogrammaustausches festlegt. Vorsitzender des Programmrates ist der Vorsitzende der Kommission für Programm- und organisatorische Fragen des Fernsehens der OIRT, der entsprechend den Beschlüssen dieser Kommission den Programmrat zu periodischen Tagungen einberuft. An diesen Tagungen nehmen neben Mitarbeitern des Programms auch Vertreter der Technik teil.
Zur Realisierung der Vorschläge und Beschlüsse des Programmrates wurde als ständiges Organ der OIRT ein Koordinierungszentrum der Intervision unter der gemeinsamen Leitung des Generalsekretärs und des Direktors des Technischen Zentrums der OIRT geschaffen. Zu seinen Aufgaben, die z. T. technischer Art sind und auch Programmfragen betreffen, gehören:

a) Koordinierung der Programmvorschläge und Vorbereitung von Programmplänen;
b) Organisation von Sendungen, die im Programmplan der Intervision nicht vorgesehen sind;
c) Organisation der technischen Durchführung der Programme der Intervision;
d) technische Durchführung des Programmplans der Intervision mit anderen Fernsehorganisationen, die nicht Mitglied der Intervision sind.

In ihrer Arbeit stützen sich die Mitarbeiter des Koordinierungszentrums auf Festlegungen, die im sogenannten Reglement der Intervision für den Programmaustausch niedergelegt sind.
Entsprechend der Themenstellung des vorliegenden Aufsatzes werden im folgenden Fest-

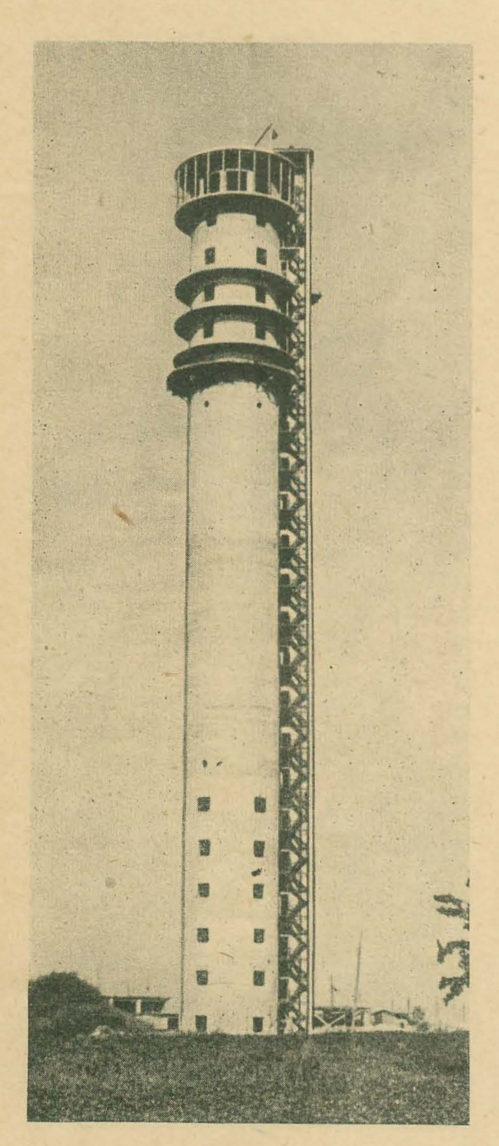

Richtfunkstation auf dem Lugstein (Erzgebirge), über die Fernsehprogramme in bzw. aus Richtung Prag ausgetauscht werden.


Fernseh- und UKW-Richtfunkturm in Dequede (Bez. Magdeburg)

legungen des Reglements zu technischen Fragen bei Intervisionssendungen bevorzugt behandelt.

Auf der Grundlage des vom Programmrat bestätigten Quartalsplanes wird im Koordinierungszentrum durch Vermittlung der nationalen Fernsehorganisationen die Vorbereitung des Austausches und die technische Planung durchgeführt. Damit sich diese Planung auf den neuesten technischen Stand in den an der Intervision beteiligten Ländern beziehen kann, werden diese verpflichtet, dem Koordinierungszentrum quartalsmäßig über den Zustand und die Entwicklung ihrer nationalen Strecken zu berichten.

Sechs Wochen vor Beginn einer Übertragung teilt das Koordinierungszentrum in der sogenannten Technischen Voranmeldung den teilnehmenden Organisationen mit, welche technischen Mittel für diese Übertragung von ihnen sicherzustellen sind. Nach Ablauf einer Woche wird die technische Voranmeldung von diesen entweder bestätigt oder es werden Änderungen vorgeschlagen. Daraufhin stellt das Koordinierungszentrum (vier Wochen vor der Übertragung) die Technische Meldung auf, in der der endgültige Weg der Bild-, Ton- und Dienstkanäle sowie möglichst ausführliche Angaben über sonstige technische Mittel gemacht werden. Man unterscheidet drei Arten von an einer Intervisionssendung beteiligten Teilnehmern:



Richtfunkturm Frankfurt/Oder (z. Z. im Aufbau) für den Fernsehprogrammaustausch in bzw. aus Richtung Warschau

den sendenden, den empfangenden und — im Falle von Fernsehprogrammen, die durch ein Land nur übertragen werden, ohne daß dieses Programm dort ausgestrahlt noch aufgezeichnet wird — den Transitteilnehmer. Im Reglement werden die Verantwortlichkeiten der angegebenen Teilnehmer für die Sicherstellung bestimmter technischer Mittel, vor allem der Bild-, Ton- und Dienstkanäle, während einer Übertragung genau festgelegt und abgegrenzt.

In einem weiteren Abschnitt des Reglements werden die zur Durchführung einer Sendung benötigten Kanäle — aufgeteilt in solche zur Übertragung von Bild- und Tonsignalen sowie Dienstkanäle — eingehend beschrieben.

Für die Übertragung von Bildsignalen benötigt man grundsätzlich einen Kanal; auf besondere Veranlassung des Koordinierungszentrums kann jedoch bei wichtigen Übertragungen zusätzlich ein Reservekanal zur Verfügung gestellt werden. Bei den Fernsehtonleitungen unterscheidet man im Reglement drei Arten, und zwar zunächst die internationale Fernsehtonleitung, die z. B. bei Theaterübertragungen die Musik und den Originaltext liefert. Der über diese Leitung ankommende Ton ist für alle empfangenden Studios der gleiche. Über eine andere Leitung, die Fernsehkommentarleitung, wird ausschließlich der Kommentar (ohne internationalen Ton) übertragen. Entsprechend den Anforderungen einer bestimmten Übertragung kann auf einer weiteren Leitung, der sogenannten Fernsehprogrammleitung, zusätzlich zum internationalen Fernsehton der Kommentartext übertragen werden.

Zur Abwicklung von Dienstgesprächen während einer Fernsehübertragung sieht das Reglement folgende sieben Arten von Fernsprechleitungen vor, die entsprechend dem vorliegenden Bedarf geschaltet werden: für die Bildkontrolle, für die Tonkontrolle, für die technische Koordinierung, für die Programmkontrolle, für die Programmkoordinierung, für Fernsehkommentare und für die Fernsehregie.

Im Reglement werden ebenfalls die einzuhaltenden qualitativen Parameter der Bild- und Tonkanäle angegeben. Sie beziehen sich auf zwei Längen der Richtfunkstrecken: 1000 km und im Zusammenhang mit dem zukünftigen Ausbau des Intervisionsnetzes 2500 km. Die Normen für 1000 km Länge werden untergliedert in vorläufige Werte, die im Jahre 1960 gültig sind, und in perspektivische Parameter, bei denen die Toleranzen im Ergebnis der in den Staatsplänen der einzelnen Länder vorgesehenen Modernisierung der Richtfunk-, Sende- und Empfangsapparaturen fast durchweg enger gemacht wurden. So soll z. B. die Toleranz der für die Bildqualität wichtigen Steigzeit eines Bildsignals im Bereich kurzer Zeiten (für 1000 km) vom für 1960 festgelegten Wert von 80,0 + 120,0 ns in der Perspektive auf 80,0 + 40,0 ns verringert werden.

Zur Ermittlung dieser Parameter sieht das Reglement genau festgelegte Meßmethoden und die dafür zu verwendende Meßsignale vor. Diese Signale entsprechen der CCIR-Empfehlung Nr. 267 (Los Angeles 1959); darüber hinaus bedient man sich noch einiger zusätzlicher Signaltypen.

Die internationale Fernsehverbindung der Intervision wird vor jeder Übertragung gemessen, und zwar mißt man die Bildkanäle eine Stunde vorher. In dieser Zeit werden mit Hilfe von Testbildern und Meßsignalen jeweils für die Dauer von einigen Minuten verschiedene technische Parameter, wie z. B. die Restdämpfung, die nichtlinearen Verzerrungen des Bildsignals und des Impulsanteiles u. a. in einer bestimmten Reihenfolge gemessen. Die Meßsignale werden vom sendenden Fernsehleitstudio gesendet, das vom sendenden Teilnehmer für die jeweilige Übertragung bestimmt wird, und in allen empfangenden Fernsehleitstudios werden Messungen durchgeführt. Die erwähnten Testbilder enthalten entsprechende Figuren für die subjektive Bewertung der Auflösung und der Gradation sowie die Bezeichnung des sendenden Fernsehleitstudios. Zum Abschluß dieser Messungen werden vom Übertragungsort oder vom sendenden Fernsehleitstudio 15 Minuten lang bewegliche Bilder gesendet; während dieser Zeit mißt man in den empfangenden Fernsehleitstudios verschiedene Parameter des BAS-Signals, so z. B. die Zeilenimpulsdauer, Dauer der vorderen und hinteren Schwarzschulter u. a.

In ähnlicher Form, wie das bei Messungen des Bildkanals der Fall war, mißt man eine halbe Stunde vor Beginn einer Übertragung nach einem genau festgelegten Zeitplan die Tonleitungen durch.

Auch während einer Übertragung werden in allen empfangenden Fernsehleitstudios bestimmte Parameter der Bild- und Tonsignale überprüft. Die Ergebnisse dieser Messungen werden auf Formblätter eingetragen und dem Koordinationszentrum übergeben.

Fünf Minuten vor Beginn der Messungen müssen die Bildkanäle den Teilnehmern einer Übertragung übergeben werden; zur gleichen Zeit werden ihnen die Dienstleitungen für die Bildkontrolle und für die technische Koordinierung zur Verfügung gestellt. Alle anderen Dienstleitungen werden 35 Minuten vor Beginn einer Übertragung für die Teilnehmer freigemacht. Auch die Tonkanäle werden zu dieser Zeit für Abnahmemessungen bereitgestellt.

Entsprechend dem im Statut niedergelegten Grundgedanken der Intervision wird mit Hilfe von optischen und akustischen Mitteln dem Beginn und dem Abschluß einer Sendung ein entsprechendes Gepräge gegeben. Das Aufschalten beginnt und endet grundsätzlich mit dem offiziellen optischen und akustischen Zeichen der Intervision. In der Zeit zwischen diesen beiden Zeichen sendet jedes teilnehmende Fernsehstudio (zehn Sekunden lang) sein Stationszeichen. Nach beendetem Aufschalten beginnt unmittelbar die Sendung. Sie wird beendet, indem das sendende Fernsehleitstudio sein mit dem Motiv der Intervision versehenes Stationszeichen und anschließend das optische und akustische Zeichen gibt.

Im Falle von Störungen benachrichtigt das Fernsehleitstudio, in dessen Bereich die Störung aufgetreten ist, umgehend über den zuständigen Kanal alle übrigen Fernsehleitstudios. Dauert die Störung länger als fünf Minuten, so werden die teilnehmenden Fernsehleitstudios darüber informiert, und sie können — nach gegenseitiger Absprache — ein eigenes die Unterbrechung ausfüllendes Programm senden. Sind die Störungen auf der internationalen Fernsehverbindung aufgetreten, so wird zunächst die Störungsquelle lokalisiert. Das Fernsehleitstudio, in dessen Bereich die Störung aufgetreten ist, sorgt für eine schnelle Beseitigung der Störung und informiert das Koordinierungszentrum über die Art und die Dauer der Störung, das seinerseits entsprechende Maßnahmen, z. B. das Einschalten der Reservekanäle, veranlassen kann.

Die von der Intervision seit ihrer Gründung realisierten Austauschsendungen beweisen, daß sich diese Organisation gut bewährt hat. Es sei in diesem Zusammenhang auf einige erfolgreiche Sendungen der Intervision hingewiesen, wie z. B. „Prager Frühling", Oper „Carmen" aus Budapest, die XIII. Internationale Friedensfahrt u. a.

Um eine Grundlage für den Programmaustausch zwischen der Intervision und der Eurovision zu schaffen, haben in Genf Anfang Februar dieses Jahres zwischen Experten der OIRT und der UER (Europäischer Rundfunkverband) Verhandlungen stattgefunden.

Im Ergebnis von bereits mit der UER getroffenen Vereinbarungen wurde sichergestellt, daß die diesjährigen Olympischen Sommerfestspiele in Rom auch im Fernsehnetz der Intervision übertragen wurden.

Ein einfacher Wobbelgenerator für 10,7 MHz

JOACHIM HERRFURTH

Der Abgleich von UKW-ZF-Verstärkern ist einfach, wenn die Durchlaßkurve sichtbar gemacht werden kann. Wohl kaum einem Bastler und auch nur wenigen Reparaturwerkstätten steht jedoch ein Wobbelgenerator zur Verfügung. Im folgenden wird ein Wobbelgenerator beschrieben, der für 10,7 MHz ausgelegt wurde und deshalb einfach aufzubauen ist. In Verbindung mit einem einfachen Oszillografen, z. B. dem „Oszi 40", ergibt sich so ein preiswertes Meßgerät zur Aufnahme von Durchlaßkurven.

In einem Wobbelgenerator wird die Frequenz (in diesem Falle 10,7 MHz) automatisch nach beiden Seiten um den gleichen Betrag verstimmt. Die Amplitude der Ausgangsspannung muß hierbei konstant bleiben. Synchron mit der Frequenzänderung des Generators wird der Elektronenstrahl der Oszillografenröhre horizontal abgelenkt. Die Generatorspannung wird an die zu messende Schaltung gelegt. Am Ausgang der Schaltung erhält man eine Spannung, deren Amplitude in Abhängigkeit von der Frequenz durch die Durchlaßkurve der Schaltung bestimmt ist. Gibt man die durch Demodulation gewonnene NF-Spannung auf die Meßplatten des Oszillografen, so erhält man als Schirmbild direkt die Durchlaßkurve der Schaltung. Die Bilder 1 ··· 4 zeigen ermittelte Durchlaßkurven.

Um einen Generator periodisch in seiner Frequenz zu verändern, d. h. eine Frequenzmodulation durchzuführen, gibt es verschiedene Möglichkeiten. Das einfachste und billigste Verfahren zur Erreichung von Frequenzhüben, wie sie bei UKW-ZF benötigt werden, besteht darin, in der Schwingkreisspule des Generators einen Ferritkern zu verwenden und diesen vorzumagnetisieren. Hierbei wird die Eigenschaft ausgenutzt, daß die Größe der Permeabilität eines Ferritkernes abhängig ist von der magnetischen Durchflutung. Wird nun also die magnetische Durchflutung des Kernes geändert, so ändert sich mit dieser die Permeabilität und somit die Frequenz eines Schwingkreises, in welchem die Spule liegt, die auf diesen Kern gewickelt ist. Bei Ferritkernen ändert sich nur in einem kleinen Bereich die Frequenz linear mit der magnetischen Feldstärke. Dieser Bereich muß durch Versuche ermittelt werden.

Technische Daten

Frequenz: 10,7 MHz
Ausgangsspannung:
0 ··· 1 V stetig regelbar
Frequenzmodulation:
0 ··· ±250 kHz stetig regelbar
Amplitudenmodulation: <1%
Modulationsfrequenz: 50 Hz sinusförmig

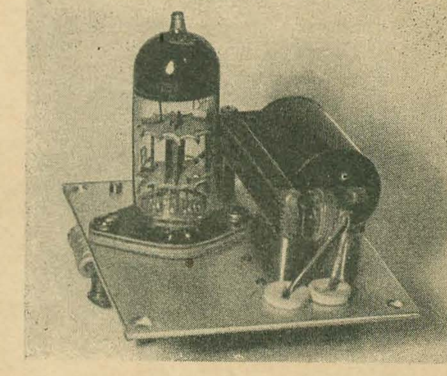
Aufbau des Gerätes

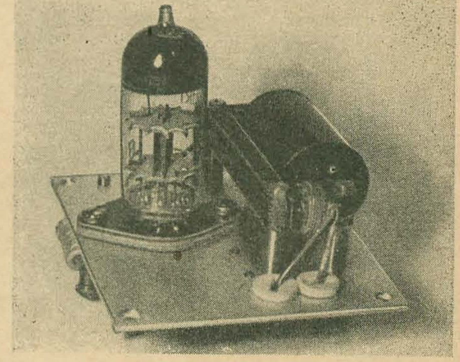
Der Aufbau des eigentlichen Wobbelsystems ist recht einfach. Im Mustergerät wurde als Ferritkern ein Kurzwellengewindekern von 8 mm ∅ aus Manifer 11 der Keramischen Werke Hermsdorf benutzt. Dieser Kern wurde gekürzt und die Bruchflächen verschliffen, so daß er nur noch 8 mm lang ist. Der Kern wurde nun mit 23 Wdg. CuL 0,3 mm ∅ bewickelt, und die Wicklung mit Duosan festgelegt. Als Magnetsystem wurde ein kleiner Übertragertyp, wie er in der Fernsprechtechnik benutzt wird, mit einem Eisenquerschnitt von 7×5 mm², einer Länge von 50 mm und einer Breite von 18 mm verwendet. Von den Blechen des Übertragers wurde ein Quersteg entfernt, so daß ein 8 mm breiter Luftspalt entstand, in welchen der Ferritkern geklemmt wurde. Die Erregerspule erhielt 3200 Wdg. 0,15 CuL. Die Bilder 5 und 6 zeigen den Wobbelbaustein.

Der Generator arbeitet in kapazitiver Dreipunktschaltung mit der Röhre EC 92 (Bild 7). Um zu vermeiden, daß sich beim Anschalten eines Prüflings bzw. beim Regeln der Ausgangsspannung die Frequenz ändert, wurde eine Trennstufe eingebaut. Diese arbeitet in Anodenbasisschaltung, wodurch ein niedriger Ausgangswiderstand von etwa 200 Ω erreicht wird. Es kann dadurch ohne allzugroße Spannungsverluste ein abgeschirmtes Kabel, z. B. Koaxialkabel, angeschlossen werden. Durch die Verwendung eines Potentiometers als Arbeitswiderstand der Trennstufe ist eine einfache Regelung der Ausgangsspannung möglich. Um den Einfluß von Netzspannungsschwankungen auf die Frequenz des Generators zu verringern, wurde die Anodenspannung mit einem Glimmstabilisator stabilisiert. Hiervon wird auch die Erregerspule des Wobbelgenerators gespeist. Dies ist unbedingt erforderlich, da sich sonst die Gleichstromvormagnetisierung des Ferritkernes ändern würde, was zu relativ großen Frequenzschwankungen führt. Da der Stromverbrauch des Gerätes verhältnismäßig niedrig ist, wurde auf einen eigenen Netzteil verzichtet. Das Gerät wird über ein vieradriges Kabel an ein Netzgerät angeschlossen. Der gesamte Aufbau ist nicht besonders kritisch, wenn auf möglichst kurze Leitungsführung geachtet wird.

1 2 3 4

5





6

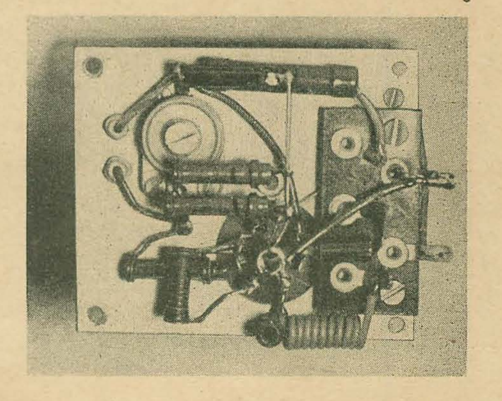


Bild 1: Durchlaßkurve eines Bandfilters

Bild 2: Durchlaßkurve eines Bandfilters bei nicht richtig eingestelltem Phasenregler

Bild 3: Durchlaßkurve eines Bandfilters mit überkritisch gekoppelten Kreisen

Bild 4: Aufnahme einer Diskriminatorkurve

Bild 5: Aufbau des Wobbelbausteins

Bild 6: Verdrahtung des Wobbelbausteines

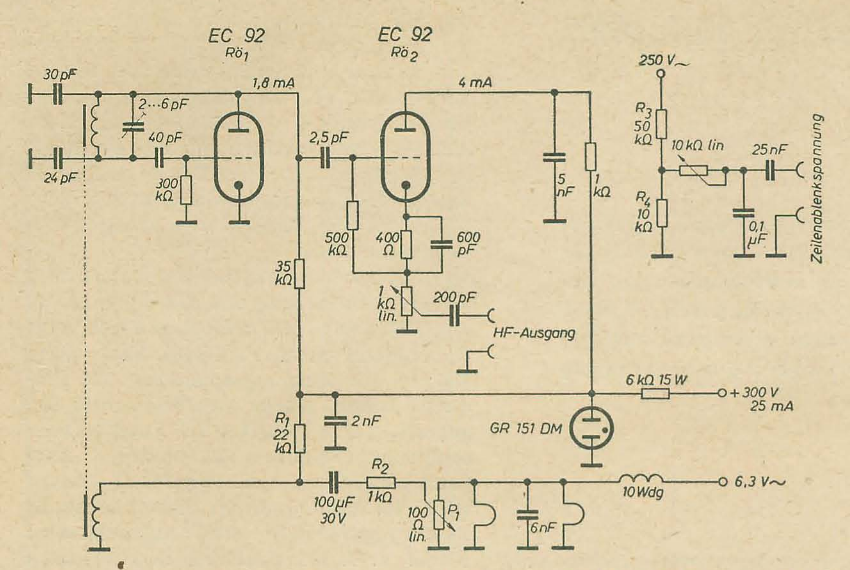


Bild 7: Schaltbild des Wobbelgenerators

Inbetriebnahme des Gerätes

Beim ersten Einschalten des Gerätes wird die Erregerspule abgeklemmt. Man überzeugt sich vom einwandfreien Arbeiten des Oszillators und der Trennstufe. Am Ausgang des Generators schließt man einen entsprechenden Frequenzmesser an und stellt mit Hilfe des Trimmers die Frequenz auf etwa 10,5 MHz ein. Danach wird die Abhängigkeit der Frequenz vom Vormagnetisierungsstrom aufgenommen, indem man einen bekannten Strom, der kontinuierlich zu verändern ist, durch die Erregerspule schickt. Im Mustergerät ergab sich hierbei Kurve I (Bild 8). Sollte sich in dieser Kurve kein gerader Teil von etwa 500 kHz Breite ergeben, so müssen Versuche mit anderen Kernen durchgeführt werden. Erhält man eine entsprechende Kurve, so wird der Vormagnetisierungsstrom durch richtige Wahl des Widerstandes R_1 so eingestellt, daß ein Strom fließt, welcher der Mitte des linearen Teiles entspricht (im Mustergerät etwa 6 mA). Bei diesem Ruhestrom wird nun mit Hilfe des Trimmers die Sollfrequenz von 10,7 MHz eingestellt. Der Wechselstrom, der zur Wobblung über die Erregerspule fließt, darf von Maximal- zu

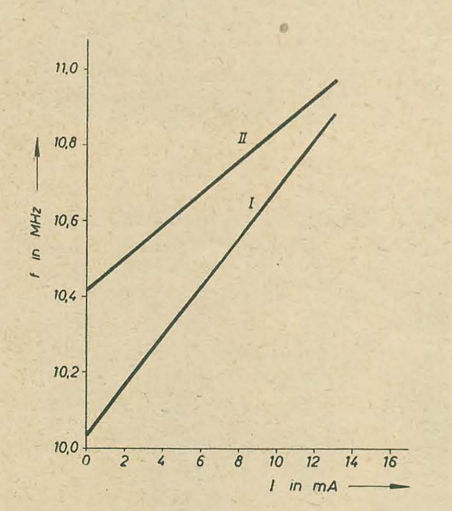


Bild 8: Abhängigkeit der Frequenz vom Vormagnetisierungsstrom

Maximalwert gemessen nicht größer sein als die Breite des linearen Kurventeiles. Sein Effektivwert beträgt also:

$$I_{eff} = \frac{\text{Breite des linearen Teiles}}{2{,}83} \text{ in mA.}$$

Der Widerstand R_2 wird nun so eingestellt, daß bei voll aufgedrehtem Potentiometer P_1 durch die Erregerspule der

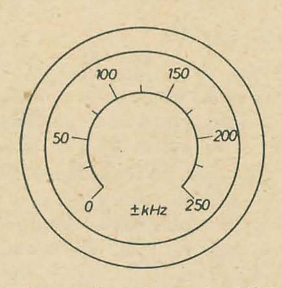


Bild 9: Skala zur Einstellung des Wobbelhubes

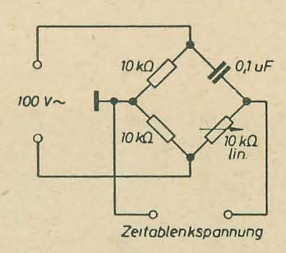


Bild 10: Phasenbrücke zur Regelung der Phasenlage der Zeitablenkspannung

errechnete Wechselstrom fließt. Im Mustergerät also:

$$I_{eff} = \frac{12}{2{,}83} = 4{,}25 \text{ mA.}$$

Bei einer weiteren Erprobung des Gerätes ergab sich jedoch eine große Abhängigkeit der Frequenz von der Temperatur im Inneren des Gerätes. Diese wurde dadurch beseitigt, daß der Ferritkern unter Zwischenlage von 2 × 0,15 mm-Cu-Folie zwischen die Schenkel der Erregerspule geklemmt wurde. Die Frequenzänderung in Abhängigkeit vom Vormagnetisierungsstrom ist jetzt weniger steil (Kurve II Bild 8), was auf die Vergrößerung des magnetischen Widerstandes durch Einfügen der Kupferfolien zurückzuführen ist. Bei voll aufgedrehtem Regler P_1 erhält man im Mustergerät einen Wobbelhub von ± 250 kHz. Dieser Regler kann rein rechnerisch geeicht werden, so daß man den jeweils eingestellten Hub sofort ablesen kann. Bild 9 zeigt die schematische Darstellung der Skala für die Einstellung des Wobbelhubes.

Die Zeitablenkung des Oszillografen muß natürlich auch mit sinusförmiger Wechselspannung erfolgen. Hierzu wird die Anodenwechselspannung von etwa 250 V durch die Widerstände R_3 und R_4 geteilt und auf ein RC-Glied gegeben. Mit dem regelbaren Widerstand dieses Gliedes ist es möglich, die Phasenlage der Ablenkspannung um einen kleinen Betrag zu verschieben. Dies ist erforderlich, da bei diesem Gerät Hin- und Rücklauf geschrieben werden und sich natürlich beide Bilder decken müssen. Die im Mustergerät verwendete Phasenregelung hat jedoch den Nachteil, daß sich beim Regeln der Phase auch der Betrag der Zeitablenkspannung mit ändert. Außerdem ist der Regelbereich sehr klein. Steht eine massefreie Spannung von etwa 100 V zur Verfügung, so kann eine Phasenbrücke nach Bild 10 aufgebaut werden. Damit ist eine Phasenreglung von fast 180° bei konstanter Ausgangsspannung möglich.

Literatur

Karl-Heinz Köhler: Breitband-Wobbelverfahren; radio und fernsehen 15 (1958) S. 473 bis 476

Elektronus: Prinzipielle Grenzen des Wobbelgenerators; radio und fernsehen 7 (1959) S. 230

Neue Bildröhre für Teleskope

Mit Hilfe einer neuen amerikanischen Bildröhre für Himmelsteleskope ist es möglich, die Leistung der derzeitigen Teleskope so stark zu erhöhen, daß diese der Leistung von solchen Geräten entsprechen, die in ihrem Umfang rund $2^1/_4$ mal größer sind. Die Bildröhren haben eine hoch lichtempfindliche Oberfläche aus Cäsium mit einer Antimonbasis. Sie werden anstelle von Fotoplatten für die Aufnahme weit entfernter Sterne benutzt, besitzen aber gegenüber diesen den Vorzug, weitaus bessere Fotos zu liefern. Der einzige technische Nachteil, den diese Bildröhren heute noch aufweisen, ist, daß die Cäsiumoberfläche nur eine Aufnahme ermöglicht und jedesmal in einem zeitraubenden Prozeß neu präpariert werden muß.

Ing. GERD FASSBENDER

Germanium-Flächengleichrichter

Fortsetzung von Heft 20 (1960)

Die Fläche des benötigten Kühlbleches ermittelt sich aus

$$F = \frac{1}{\alpha \cdot R_{a\,therm}}.$$

Hierin ist α der Wärmeübergangsfaktor zwischen dem umgebenden Medium und dem Wärmespender. Der Wärmeübergangsfaktor setzt sich aus der Konvektion und der Wärmestrahlung zusammen.

α wird hierbei bei zweiseitiger Kühlung mit $1{,}6 \frac{mW}{°C\,cm^2}$ für Aluminiumblech ermittelt. Dieser Wert ist eine Näherung und gilt nur bei Temperaturdifferenzen bis zu 100 °C und ruhender Luft. Bei strömender Kühlluft liegt α höher.

Damit wird die Fläche:

$$F = \frac{10^3}{1{,}6 \cdot 26} = 24\ cm^2.$$

Dies gilt allerdings nur für isotherme Bedingung, d. h. bei direkter Montage des Bauelementes auf die Kühlfläche. Der Gleichrichter soll möglichst zentrisch auf die Kühlfläche montiert werden. (Kühlblechdicke 2 mm).

Bei Verwendung der mitgelieferten Mikanitscheibe muß die Verlustleistung reduziert werden, da zwischen der Grundplatte des Gleichrichters und dem Kühlblech ein zusätzliches Temperaturgefälle entsteht. Es muß also ein weiterer Wärmewiderstand berücksichtigt werden.

$$R_i{'}_{therm} = \frac{d}{\lambda \cdot F}.$$

Die wirksame Fläche ergibt sich aus den Abmessungen der verwendeten Mikanitscheibe unter Berücksichtigung der eigentlichen Berührungsfläche mit dem Gleichrichter.

$$F = (r_a^2 - r_i^2) = (0{,}45^2 - 0{,}16^2) \cdot \pi = 0{,}56\ cm^2,$$

für Mikanit wird $\lambda = 2{,}4 \frac{mW}{°C\,cm}$ angegeben.

Hierbei wird der Außendurchmesser r_a mit 9 mm ∅ angesetzt. Somit wird der zusätzliche Wärmewiderstand bei einer Länge des Wärmestromes von 0,02 cm:

$$R_{i\,therm} = \frac{0{,}02\ cm\ °C\ cm}{2{,}4\ mW \cdot 0{,}56\ cm^2} = 14{,}8 \cdot 10^{-3} \frac{°C}{mW}.$$

Mit der schon ermittelten Fläche von 25 cm² wird die zulässige Verlustleistung

$$P_v = \frac{\Delta T}{R_{i\,therm} + R_i{'}_{therm} + R_{a\,therm}} = \frac{30}{4 + 14{,}8 + 26{,}3} = 0{,}665\ W.$$

Mit einem maximal auftretenden Spannungsabfall über dem Gleichrichter von 1 V muß demnach der Durchlaßstrom auf den 0,7 fachen Wert reduziert werden, sobald eine elektrisch isolierte Montage des Gleichrichters vorgenommen wird. Die Kühlflächengröße bei direkter und elektrisch isolierter Montage sowie die Belastungsreduzierung bei erhöhten Temperaturen zeigen die Bilder 3 und 4.

Die Verlustleistung von 1 W setzt sich aus den Verlusten in Durchlaß- und Sperrichtung zusammen, wobei die ersteren überwiegen. Für den Gleichrichter wird ein Durchlaßstrom von 1 A angegeben. Die dabei abfallende Spannung am Gleichrichter darf als Grenzwert maximal 1 V betragen. Im Durchschnitt liegt sie bei 0,4 ··· 0,6 V, womit sich die Durchlaßverluste mit etwa 0,5 ··· 1 W ergeben. Für die Verluste in Sperrichtung muß man berücksichtigen, daß der Sperrstrom sehr stark temperaturabhängig ist. Der Temperaturkoeffizient des Sperrstromes ($TK_{I_{KA}}$) beträgt im Mittel 12%/° C. Für eine maximale Sperrschichttemperatur ($T_{j\,max} = 75\ °C$) erreicht man demnach mit dem Grenzwert des Sperrstromes von $I_{KAg} = 100\ \mu A$ einen Sperrstrom von

$$I_{KA} = I_{KA_{25}} \left(1 + \frac{T_X - 25}{100} TK_{I_{KA}}\right)$$

$$= 100 \left(1 + \frac{75 - 25}{100} 12\right) = 700\ \mu A.$$

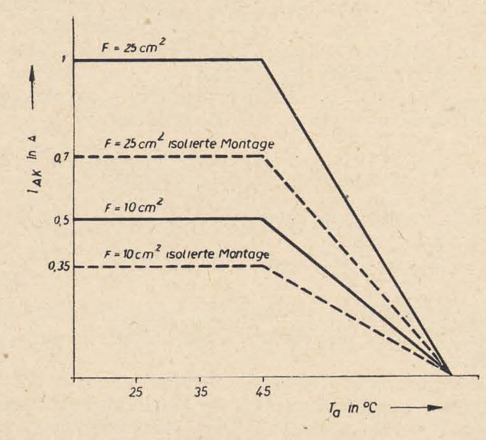


Bild 3: $I_{AK} = f\,(Ta)$ mit Kühlblechgröße F als Parameter bei direkter und isolierter Montage

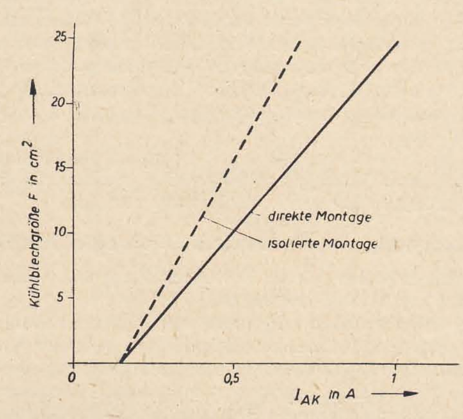


Bild 4: Kühlblechgröße $F = f\,(I_{AK})$ für direkte und isolierte Montage auf Kühlfläche mit einer 0,2 mm starken Isolierunterlegscheibe

Danach ergibt sich für die max. Verlustleistung in Sperrichtung unter Voraussetzung der Type OY 114 mit $U_{KAmax} = 200$ V als angelegte Spannung (Gleichspannung) in Sperrichtung:

$$P_{V_{KA}} = U_{KA} \cdot I_{KA} = 200 \cdot 700 \cdot 10^{-6} = 140 \text{ mW}.$$

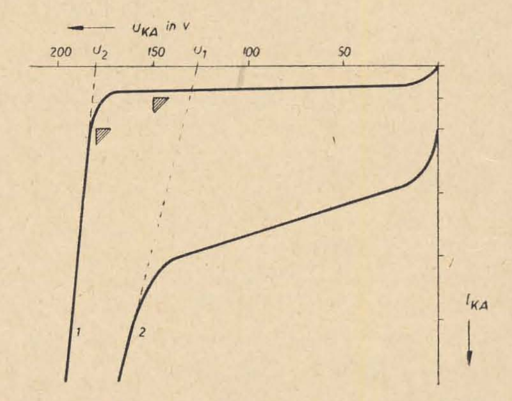


Bild 5: Sperrkennlinien bei unterschiedlichen Temperaturen

Die Sperrverluste würden bei einer reinen Gleichspannungsbelastung auftreten. Bei Netzteilen soll aber nur der jeweilige Spitzenwert der Wechselspannung die Spitzenspannung des Gleichrichters erreichen. Damit bleiben die Sperrverluste unter dem errechneten Wert von 140 mW. Für die Typen OY 110 ··· 113 reduzieren sich die Sperrverluste außerdem noch linear mit der für diese Typen angegebenen Spannung unter der Voraussetzung eines gleich großen Sperrstromes. Überschreiten wir allerdings nur kurzzeitig diese Spitzensperrspannung, so steigen die Sperrverluste wegen Erreichens der Durchbruchspannung augenblicklich sehr stark an, so daß eine Zerstörung des Bauelementes die Folge ist.
Zur Typisierung der Gleichrichter und zu den Temperaturkoeffizienten seien hier noch einige Erläuterungen gegeben. Die Typisierung eines OY 113 zeigt Bild 5. Die Sperrkennlinie bei 75 °C Sperrschichttemperatur wird in Kurve 2, die bei 25 °C in Kurve 1 gezeigt. Legt man an den steil ansteigenden Teil der Sperrkennlinie eine Tangente, so erkennt man, daß Tangente 1 die Abszisse oberhalb der Sperrspannung U_{KA} (150 V) des Gleichrichters schneidet. Tangente 2 hat ihren Schnittpunkt unterhalb der Sperrspannung. An den Schnittpunkten der Tangente auf der Abszisse bei verschiedenen Temperaturen läßt sich noch der Temperaturkoeffizient der Sperrspannung ermitteln. Dieser ergibt sich zu:

$$TK_{U_{KA}} = \frac{U_2 - U_1/U_{KA\,max}}{T_2 - T_1} \cdot 100 = \frac{\Delta U/U_{KA\,max}}{\Delta T} \cdot 100 = [\%/°C].$$

In unserem Beispiel ergibt sich:

$$TK_{U_{KA}} = \frac{180 - 125/150}{75 - 25} \cdot 100 = 0{,}75\,\%/°C.$$

Die Kurven im Bild sind Mittelwertskurven für den OY 113. Eine analoge Betrachtung läßt sich auch bei genügend hohem Sperrstrom durchführen.
Außer den genannten TK-Werten für Sperrstrom und Sperrspannung ist der Gleichrichter auch im Durchlaßgebiet temperaturabhängig. Die Abhängigkeit des Durchlaßstromes und des Durchlaßspannungsabfalles ist aber nur für die Messung am Gleichrichter selbst von Interesse.
Bei Verwendung in der Schaltung wird der Durchlaßstrom vom Verbraucherwiderstand bestimmt, der ja in den meisten Fällen wesentlich höher liegt als der durchlaßseitige Widerstand. Das gilt auch für den Durchlaßspannungsabfall. Ändert sich dieser um 2%/°C, so würde dies etwa 10 mV entsprechen. Ist die Spannung am Verbraucher 50 V, so bedeutet die Änderung des Durchlaßspannungsabfalles eine Änderung der Spannung am Verbraucher um 0,02%/°C.
Daraus ist zu ersehen, daß die Temperaturabhängigkeit des Ge-Gleichrichters in Durchlaßrichtung völlig unkritisch ist und von der Gleichrichterseite her vernachlässigt werden kann.

Reihenschaltung von Germanium-Flächengleichrichtern

Eine Analogie besteht hier zu Reihenschaltung von einzelnen Selenzellen zu einem Stabgleichrichter.
Aus Sicherheitsgründen müssen bei der Reihenschaltung von Germanium-Flächengleichrichter einige Dinge beachtet werden. Aus der Sperrkennlinie des Flächengleichrichters erkennt man, daß der statische Widerstand (Sperrwiderstand) eines Gleichrichters bis zu seiner Durchbruchspannung sehr hoch ist und bei Zimmertemperatur Werte bis zu einigen MΩ annehmen kann. Bei Überschreiten der Durchbruchspannung nimmt der Sperrwiderstand lawinenhaft ab. Die dabei auftretenden Sperrverluste werden in Wärme umgesetzt. Diese kann nicht unmittelbar nach außen abgeführt werden und verursacht damit einen zusätzlichen Temperaturanstieg an der Sperrschicht. Die Reihenschaltung der Gleichrichter ist demnach in Sperrichtung eine Reihenschaltung von nichtlinearen Widerständen. Die Widerstände addieren sich wie bei jeder Reihenschaltung, und der Spannungsabfall über dem Einzelgleichrichter ist proportional zu seinem Widerstand.
Diesbezügliche Messungen zeigt Bild 6.
Bild 7 zeigt den Verlauf der Sperrkennlinie und der Einzelspannungen bei Parallelschaltung eines Widerstandes zu jedem einzelnen Gleichrichter. Dabei wird der Querstrom durch die Widerstände etwa auf den zehnfachen Wert des Sperrstromes (bei der Summe der Sperrspannungen für die Gleichrichter) gelegt. Hierdurch wird die in Bild 7 erkenntliche gleichmäßige Spannungsverteilung über den Gleichrichtern erreicht. Der hohe Rückstrom hat allerdings einen schlechteren Richtwirkungsgrad der Gleichrichteranordnung zur Folge. Außerdem muß man bei Verwendung von Elektrolytkondensatoren wegen der Polung die Wechselamplitude möglichst klein halten. Es ist zu ersehen, daß sich die Sperrspannungen mehrerer Gleichrichter bei gleichem Strom I_{KA} addieren. Dabei kann es bei sehr unterschiedlichen Sperrwiderständen vorkommen, daß die an einem Gleichrichter auftretende Spannung größer ist als seine Typensperrspannung.

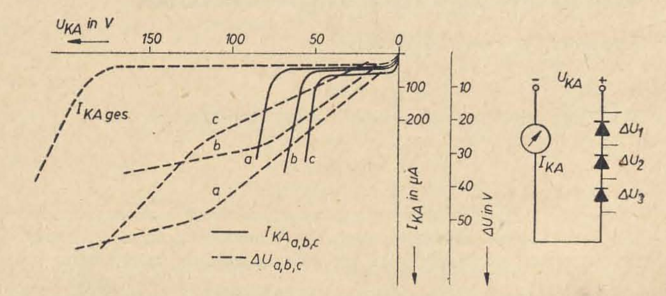


Bild 6: Reihenschaltung von drei Flächengleichrichtern, Verhalten des Sperrstromes I_{KA} und die Spannungsaufteilung über den einzelnen Elementen

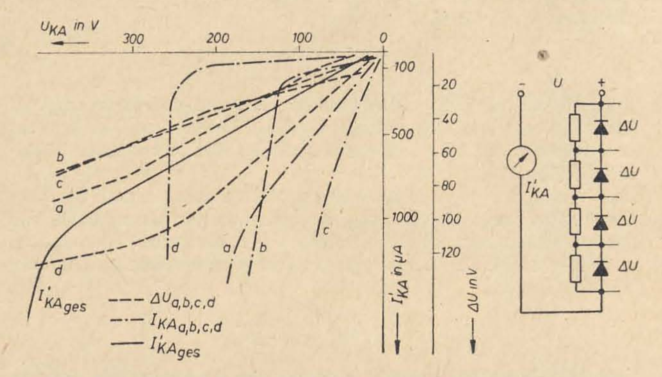


Bild 7: Reihenschaltung von vier Flächengleichrichtern mit sehr unterschiedlichen Sperrströmen, Verhalten des Gesamtsperrstromes I'_{KA}, Einzelsperrströme, Spannungsaufteilung über den Elementen $= f(U_{KA})$

Aus Bild 6 ist zu erkennen, daß der Sperrstrom bei Erreichen der Summensperrspannung der Reihenschaltung nicht so schnell ansteigt wie bei einem einzelnen Gleichrichter (Scherung der Kennlinien). Aus Sicherheitsgründen ist es jedoch empfehlenswert, die anliegende Spannung in ihrem Spitzenwert nicht höher als 80% der Summensperrspannung zu wählen.

$$\hat{\mathfrak{U}} = (U_{KAmax1} + U_{KAmax2} + \cdots U_{KAmaxn}) \cdot 0{,}8.$$

Damit wird für alle zur Verwendung kommenden Gleichrichter auch bei höheren Temperaturen der Sperrschicht und damit bei höheren Sperrströmen ein Risiko des Durchschlages verhindert. Versuchsschaltungen bei höheren Temperaturen hatten nach mehrstündigem Dauerlastbetrieb keinerlei Ausfall. Es ist unter den vorgenannten Bedingungen nicht nötig, Sperrstromgruppen auszusuchen, da unterschiedliche Temperaturkoeffizienten bei höheren Temperaturen sowieso eine Verschiebung der Spannungen an den Gleichrichtern bewirken würden. Mit der genannten Bedingung können also Reihenschaltungen aufgebaut werden.
Die gleiche Frage kann man auch für jede Reihenschaltung von Selenzellen stellen. Unterschiedlicher Sperrkennlinienverlauf bei Einzelzellen bewirkt ebenfalls unterschiedliche Spannungsabfälle an den Platten.
Ebenso wie die Sperrwiderstände addieren sich natürlich die Durchlaßwiderstände der Einzelelemente. *Wird fortgesetzt*

Kristalldioden als Schalter

ALBERT TEWES

Bei vielen Schalterproblemen scheitert die Verwendung von Halbleiterdioden daran, daß sie zwar den statischen Bedingungen genügen, aber den zu stellenden Forderungen an die Schaltgeschwindigkeit (die sich besonders beim impulsmäßigen Betrieb ergeben) nicht entsprechen. Werden zu träge Dioden mit Impulsen gesteuert, so ist neben der Verformung der vorderen Flanke vor allem der zeitliche Verlauf der Rückflanke nicht mehr ideal. Es muß angestrebt werden, daß beim Übergang vom Durchlaß- zum Sperrbereich der Sperrstrom so schnell wie möglich seinen statischen Wert erreicht. Das scheitert bei den meisten Dioden daran, daß beim Umpolen die während der Durchflußzeit in die n-Zone diffundierte Ladungsmenge zunächst wieder abgebaut werden muß. Es fließt also nach Anlegen der Sperrspannung zunächst noch ein relativ großer Rückstrom. Die statischen Forderungen an die Dioden lassen sich dagegen ohne weiteres erfüllen. Wie bei einem mechanischen Kontakt ist das Widerstandsverhältnis zwischen geschlossenem Kontakt (R_g) zu offenem (R_o) sehr klein, man kann bei modernen Siliziumdioden mit einem Wert $R_g/R_o \approx 10^{-10}$ rechnen. Da auch das Eigenrauschen der Dioden relativ gering ist, eignen sie sich gut zum Schalten kleiner HF-Spannungen.

Den aufgeführten Bedingungen entsprechen speziell hergestellte Schaltdioden (z. B. OA 186 von Telefunken, OA 86 und OA 87 von Valvo). Legt man an eine solche Diode eine symmetrische Rechteckspannung von 50 kHz mit einer Anstiegszeit $< 0{,}1\ \mu s$ und läßt in Durchlaßrichtung einen Strom von 30 mA fließen, so sinkt der Sperrstrom nach Anlegen von -35 V nach $0{,}5\ \mu s$ auf einen Mittelwert von 0,3 mA und nach insgesamt $3{,}5\ \mu s$ bereits auf den normalen statischen Wert von $30\ \mu A$ ab. Von diesen Spezial-Schaltdioden unterscheiden sich normale NF- und HF-Dioden hinsichtlich der Schaltträgheit um den Faktor 2 ··· 3.

Zur automatischen Umschaltung beim Erreichen einer bestimmten Spannung werden ebenfalls häufig Halbleiterdioden verwendet. Diese Methode, bei Über- oder Unterschreiten eines bestimmten Spannungspegels mit einer Diode eine Umschaltung vorzunehmen, verlangt Dioden mit sehr konstanten Werten der kritischen Umschaltspannung. Ein einfaches Beispiel für die Anwendung der Diode als automatischer Umschalter ist die Regelspannungs-Verzögerungsschaltung im TV-Empfänger für die HF-Vorstufe. Die vom Regelspannungserzeuger kommende negative Regelspannung wird dem ZF-Verstärker direkt und unverzögert und gleichzeitig über eine Diode der verzögert zu regelnden Eingangsröhre (PCC 84 oder 88) zugeführt. Die Regelspannung an der Eingangsröhre wird erst dann wirksam, wenn die Diode sperrt, also nach Überschreiten einer einstellbaren Vorspannung. Bei kleinem Eingangssignal und damit niedriger Regelspannung ist die Diodenanode positiv, die Diode ist geöffnet und legt die Regelspannungszuführung der Vorstufe an Masse. Bei steigender HF-Eingangsspannung und damit zunehmender Regelspannung wird von einem bestimmten Spannungswert an die Diodenanode negativ und die Diode sperrt. Von diesem verzögerten Schwellwert an erhält bei weiterem Anstieg der Empfangsspannung auch die Eingangsröhre eine die Verstärkung vermindernde Regelspannung.

Besonders in HF-führenden Kreisen sind Germanium- oder Siliziumdioden als Schaltorgane wegen der kleinen Kapazitäten in gesperrtem Zustand besser geeignet als mechanische Schalter. Diese besitzen wesentlich größere Kapazitäten der Schaltkontakte bei geöffnetem Schalter. Die Gleichspannungssteuerleitungen, über die die Schalterdioden geöffnet oder geschlossen werden, können hochfrequenzmäßig verdrosselt an jeder beliebigen Stelle der mit ihnen auszurüstenden Geräte an Schalter geführt werden, ohne daß über die Schalter und Schaltleitungen eine HF-Abstrahlung erfolgt.

Hierbei ist von besonderem Interesse, daß Schalterdioden entwickelt wurden, bei denen von außen her durch eine Steuerspannung der Widerstand von einem sehr hohen Wert auf einen sehr kleinen und umgekehrt geändert werden kann. Man nennt in Anlehnung an die entsprechenden Röhren diese Schalterdioden auch Halbleiter-Thyratrons (Solid-State-Thyratron). Ähnlich wie eine gittergesteuerte Gasentladungsröhre arbeitet auch das Halbleiter-Thyratron nach Anlegen einer Zündspannung. Bemerkenswert ist, daß die erreichbare Schaltgeschwindigkeit bei dem steuerbaren Siliziumgleichrichter wesentlich höher als beim gasgefüllten Thyratron ist und nur wenige Mikrosekunden beträgt. Die Steuerspannung kann also die Form eines sehr kurzen Impulses haben. Dieser Impuls ruft wie bei der Gasentladungsröhre nur ein Zünden, also den Übergang vom hohen zum niedrigen Widerstand hervor. Das Löschen kann nur dadurch zustande kommen, daß die Spannung zwischen Anode und Katode des Gleichrichters unter den kritischen Wert gesenkt wird. Da der Durchlaßwiderstand im gezündeten Zustand sehr klein ist, ergibt sich beim Halbleiter-Thyratron ein äußerst geringer Spannungsabfall an der Anoden-Katodenstrecke. Auch die zum Schalten aufzubringende Steuerleistung ist so gering, daß das Verhältnis von geschalteter Leistung zur Steuerleistung bei 10^5 liegt. Mit sehr kurzen Steuerimpulsen läßt sich die geschaltete Leistung sogar im Verhältnis von $1:25 \cdot 10^6$ regeln. Das neue Halbleiter-Thyratron ist unter anderem für folgende Anwendungen geeignet: Statische Schaltung, Gleichstrommotorsteuerung, Gleichstrommotor-Leistungs- und Drehzahl- sowie Drehmomentregelung, Frequenzmischung, Impulsbreitenmodulation, Temperaturregelung. Die Tabelle vermittelt einige Daten der von General Electric hergestellten Typen von Halbleiter-Thyratrons.

Typ		C 35 U	C 35 F
Dauerspitzen-Sperrspannung	in V	25	50
kurzzeitige Spitzensperrspannung	in V	35	75
Effektivwert der Sinusspannung	in V	17,5	35
mittlerer Strom in Durchlaßrichtung	in A	16	16
Spitzenstrom während einer Periode	in A	150	150
Spitzenwert der Öffnungsleistung	in W	5	5
Spitzenwert des Öffnungsstromes	in A	2	2
Spitzenwert der Öffnungsspannung	in V	10	10
Arbeitstemperatur	in °C	$-65 \cdots$	$+125$

Das Halbleiter-Thyratron ist aufbaumäßig eine Kombination zwischen Diode und Transistor und weist eine gewisse Ähnlichkeit mit der bekannten Vierschichtdiode auf.

Die von Shockley entwickelte Vierschichtdiode (Four-Layer-Diode) eignet sich ebenso wie das Halbleiter-Thyratron als steuerbarer Schalter für elektronische Steuerungs- und Regelungsaufgaben. Dieses bistabile elektronische Bauelement weist zwei vollkommen stabile Zustände auf: Im offenen Zustand ist der Sperrwiderstand sehr groß ($10 \cdots 100\ M\Omega$); im geschlossenen Zustand ist der Durchgangswiderstand sehr klein ($3 \cdots 30\ \Omega$). Die Umschaltung aus dem einen in den anderen stabilen Zustand erfolgt dabei lediglich durch die an der Diode liegende Spannung bzw. den die Diode durchfließenden Strom. Eine zusätzliche Steuerelektrode ist somit beim Vierschicht-Bauelement im Gegensatz zum Halbleiter-Thyratron nicht erforderlich. Die Vierschichtdiode ist daher grundsätzlich als Zweipol aufzufassen. Um das Verhalten der Vierschichtdiode zu ermitteln, legt man nach Bild 1 eine Wechselspannung niedriger Frequenz an die Diode. Bild 2 zeigt das dabei aufgenommene Diagramm. Bei der Schaltspannung U_b findet der Übergang vom hochohmigen (offenen) in den niederohmigen (geschlossenen) Zu-

stand statt, vorausgesetzt, daß die Spannungsquelle so niederohmig und ergiebig ist, daß auch ein entsprechender Strom, der Haltestrom I_h fließen kann. Die zugehörige Spannung wird mit Haltespannung U_h bezeichnet. Die Koordinaten U_h und I_h definieren also den Zustand „geschlossener Schalter". Bei Änderungen im äußeren Stromkreis, z. B. bei Vergrößerung des Widerstandes R_L im Bild 1, sinkt der Diodenstrom entsprechend ab. Wird dabei der Strom kleiner als I_h, so schaltet die Diode in den Zustand „offener Schalter", zu dem die Koordinaten U_b und I_b gehören, zurück.

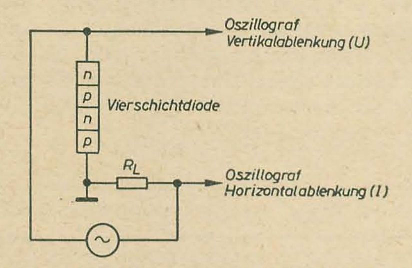


Bild 1: Meßschaltung für eine Vierschichtdiode

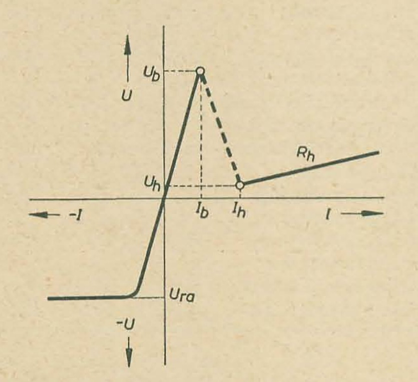


Bild 2: Strom-Spannungsdiagramm der Vierschichtdiode

Ganz abweichend verhält sich die Vierschichtdiode in der nächsten Halbperiode, wenn also eine negative Spannung an der Diode liegt. Diesen Zustand charakterisiert der untere Teil des Diagramms (Bild 2). Jetzt wird die Diode in Sperrrichtung betrieben und es tritt der von der Zenerdiode her bekannte Effekt auf, daß nach Erreichen der Durchbruchspannung U_{ra} (ra = Reserve avalanche) ein relativ großer Durchbruchstrom fließt.
Der Widerstand der Vierschichtdiode im Durchlaßbereich ist schwach ansteigend und wird mit R_h bezeichnet. Er wird durch die Steigung der U/I-Kennlinie für Stromwerte, die größer als I_h sind, definiert. Der Wert von R_h liegt zwischen $1 \cdots 20\,\Omega$. Die Haltespannung U_h lag bei den ersten gefertigten Typen zwischen $1 \cdots 2$ V, die Schaltspannung U_b zwischen $20 \cdots 50$ V. Die ersten Vierschichtdioden waren nur für geringe Belastungen brauchbar ($I_b \approx 0{,}5$ mA) und daher ihr Anwendungsgebiet beschränkt. In letzter Zeit haben die Shockley Transistor Corporation die Entwicklung von Vierschichtdioden größerer Leistung aufgenommen, die mit 0,3 A Dauergleichstrom bzw. 20-A-Impulsen von 50 μs Dauer belastet werden können. Die Umschaltzeiten dieser Dioden mit der Serienbezeichnung AD liegen in der Größenordnung von 0,1 μs, die Schaltspannungen für die verschiedenen Typen der Serie zwischen $30 \cdots 200$ V.
Im Bild 3 ist als Anwendungsbeispiel für diese Dioden die Schaltung eines selbsterregten Sägezahngenerators dargestellt. Die Batteriespannung U_B muß so gewählt werden, daß sie erheblich über der Schaltspannung U_b der Diode liegt. Der Vorwiderstand R_1 muß den im niederohmigen Zustand der Diode fließenden Strom auf einen Wert begrenzen, der kleiner als der Haltestrom I_h ist. Wenn sich die Diode zum Zeitpunkt $t = 0$ im hochohmigen Zustand befindet, wird der Kondensator C von der Batterie über die Widerstände R_1 und R_2 aufgeladen. Die Aufladung findet so lange statt, bis die an der Diode liegende Spannung den Wert der Schaltspannung U_b erreicht hat. In diesem Augenblick schaltet die Diode um, also vom hochohmigen zum niederohmigen Zustand. Im Zeitpunkt t_1 liegt am Widerstand R_2 angenähert die Differenz zwischen Kondensatorspannung U_b und Haltespannung U_h, also $U_b - U_h$. Der Kondensator C entlädt sich über zwei Wege, einmal über den Widerstand R_2 und zum anderen über die nun niederohmige Diode mit dem Widerstand R_h. Der Entladevorgang dauert so lange an, bis der Entladestrom kleiner als der Haltestrom I_h geworden ist. In diesem Augenblick schaltet die Diode wieder in den hochohmigen Zustand zurück und der Kondensator wird erneut aufgeladen. Diese beiden Vorgänge wiederholen sich periodisch, so daß eine Kippschwingung entsprechend Bild 4 einstellt. Die Ladezeitkonstante ist dabei:

$$\tau_a = C\,(R_1 + R_2) \qquad (1)$$

und die Entladezeitkonstante

$$\tau_e = C\,(R_h + R_2)\,. \qquad (2)$$

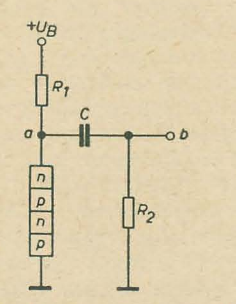


Bild 3: Sägezahngenerator mit Vierschichtdiode

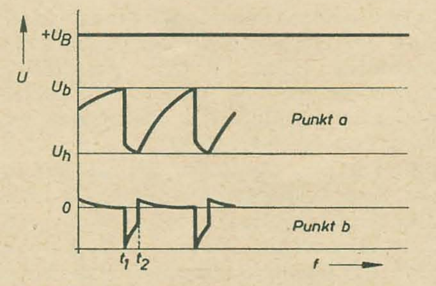


Bild 4: Erzeugte Impulse mit dem Generator nach Bild 3

Die Rückflanken der erzeugten Sägezähne sind sehr steil. Durch geeignete Wahl der Zeitkonstanten läßt sich die Anstiegszeit der an R_2 abgenommenen Spannung auf Werte zwischen $10 \cdots 100$ ns herabdrükken. Es lassen sich Sägezahnspannungen bis zu mehreren MHz Folgefrequenz erzeugen.

Logische Schaltungen

Eine wichtige Schalteranwendung der Dioden ergibt sich in den sogenannten logischen Schaltungen, die zur Verknüpfung zweier Aussagen dienen. Man unterscheidet in der Hauptsache UND- und ODER-Schaltungen. Bei der UND-Schaltung müssen zwei oder mehrere Aussagen gleichzeitig vorliegen, um zu einer Schlußfolgerung zu kommen. Bei der ODER-Schaltung ist nur jeweils eine (von mehreren möglichen) Aussage erforderlich.
Bild 5 zeigt eine UND-Schaltung mit Dioden. Liegt keine Spannung an den Punkten A und B, so fließt ein Dauerstrom vom Punkt D mit dem Potential + U über den Widerstand R_1, die Dioden D_1 und D_2 und die Widerstände R_2 und R_3 zur Erde mit dem Potential 0. Legt

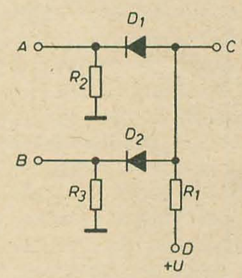


Bild 5: Prinzip der UND-Schaltung

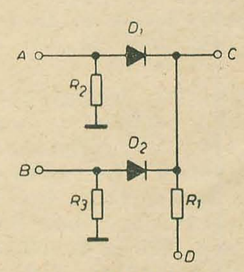


Bild 6: Prinzip der ODER-Schaltung

man an einen der beiden Eingänge A oder B ein Potential $\geqq + U$, so sperrt lediglich die zugehörige Diode. Der über den Widerstand R_1 fließende Strom nimmt nun seinen Weg über die jeweils andere Diode, so daß nach wie vor am Ausgang C das Potential ~ 0 bestehen bleibt. Erst wenn beide Eingänge A „UND" B an einem Potential $\geqq + U$ liegen, erscheint dies am Punkt C, weil dann kein niederohmiger Weg zum Potential ~ 0 vorhanden ist. Bei dieser Schaltung ist das Zusammentreffen zweier (z. B. positiver) Aussagen erforderlich, um zu einer — hier positiven — Folgerung zu gelangen.
Bei der ODER-Schaltung nach Bild 6 ist kein Potential am Punkt D notwendig. Dieser Punkt liegt direkt an Erde. Weiterhin unterscheidet sich die ODER-Schaltung von der UND-Schaltung durch die

umgekehrte Polung der beiden Dioden D_1 und D_2. In beiden Beispielen wurden der einfacheren Darstellung halber nur je zwei mögliche Wege angenommen. Es können aber ebenso gut drei, vier oder mehr sein.
Liegt nur an einem Punkt A ODER B (oder auch an beiden) eine positive Spannung U, so erscheint diese auch am Ausgang C der Schaltung. Im Gegensatz zur UND-Schaltung sind also bei der ODER-Schaltung nicht mehrere gleichzeitig vorliegende Aussagen notwendig, um zu einer Schlußfolgerung zu gelangen.
Für die Dimensionierung logischer Schaltungen legt man den Gleichstromwiderstand im jeweiligen Arbeitspunkt der Dioden zugrunde. Bei hoher Arbeitsgeschwindigkeit, z. B. bei mit Impulsen betriebenen Zähleinrichtungen und dergleichen, sind die Ströme nicht zu niedrig anzusetzen, um Verformungen der Flanken durch schädliche Kapazitäten zu vermeiden.
Ein Beispiel für eine etwas kompliziertere logische Schaltung zeigt Bild 7. Die ODER-Schaltung nach Bild 6 hat den Nachteil, daß auch dann eine Schlußfolgerung zustande kommt, wenn an beiden Eingängen A und B eine positive Spannung liegt. Bei der absoluten ODER-Schaltung nach Bild 7 wird nur dann am Ausgang C eine Schlußfolgerung, d. h. eine positive Spannung wirksam, wenn an einem der beiden Eingänge A „ODER“ B (und nicht an beiden gleichzeitig) eine

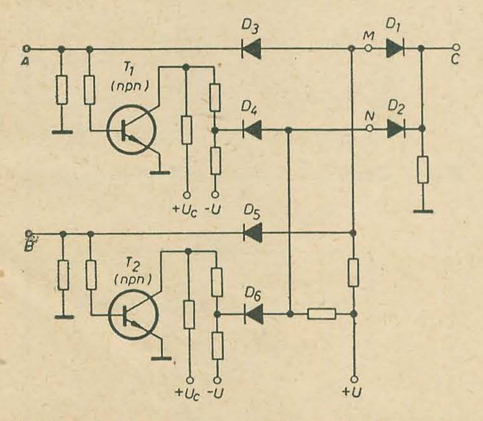


Bild 7: ODER-Gatter mit Transistor-Umkehrschaltungen

positive Spannung liegt. Zu diesem Zweck liegen die Eingänge A und B an mit npn-Transistoren bestückten Umkehrschaltungen. Die Ausgänge der Transistor-Umkehrschaltungen führen zu der eigentlichen ODER-Schaltung entsprechend der Schaltung Bild 6.
Am Punkt M ist das Potential $+U$ vorhanden, wenn dieses nur zum Eingang A geführt wird. Ebenso führt der Punkt N das Potential $+U$, wenn dieses nur am Eingang B anliegt. Die nachfolgende ODER-Schaltung führt die Potentiale der Punkte M bzw. N zur gewünschten Schlußfolgerung.
Die drei beschriebenen Grundschaltungen werden in elektronischen Rechenmaschinen benutzt. Neben dem Vergleich zweier Zahlen wird vor allem das UND-Gatter als Schalter zur Herstellung der Verbindungen für Zahlen und Befehle verwendet. Das ODER-Gatter wird dagegen häufig zum Mischen von Impulsen benutzt, wenn diese Impulse auf verschiedenen Wegen (Leitungen) ankommen und auf eine gemeinsame Leitung gebracht werden sollen.

Torschaltungen

Wesentlich andere Aufgaben als logische Schaltungen haben Torschaltungen. Bei ihnen sind Ursache und Wirkung (Aussage und Folgerung) nicht wie bei den Gattern unmittelbar miteinander verknüpft, sondern Torschaltungen sollen lediglich einen Weg freigeben oder sperren. Es hängt somit nicht von der Torschaltung ab, ob ein bereitgestellter Weg tatsächlich „begangen“ wird. Am Eingang der Diodentorschaltung (Bild 8) liegen positive Impulse mit der Höhe U. Die Diode wird entweder mit einer Spannung $-(U + \Delta U)$ vorgespannt oder an Massepotential gelegt. Im ersten Fall ist das Tor gesperrt, ein eintreffender Impuls mit der Amplitude U vermag die um den Betrag ΔU höhere Sperrspannung nicht zu überwinden. Ist im zweiten Fall die Vorspannung 0, so kann der Impuls das Tor passieren und erscheint am Ausgang der Schaltung. Der das geöffnete Tor durchlaufende Impuls wird am Spannungsteiler R_d, R_2 (R_d ist der Durchlaßwiderstand der Diode) etwas gedämpft. Umgekehrt erscheint auch bei geschlossenem Tor am Ausgang ein sehr kleiner Restimpuls. Dessen Amplitude kann, wenn der Sperrwiderstand R_s der verwendeten Diode genügend hoch ist, vernachlässigt werden.
Auch wenn am Eingang der Torschaltung eine sinusförmige Spannung liegt, läßt sich der Stromfluß durch das Tor durch diese Spannung selbst ein- oder ausschalten. Die am Ausgang erscheinende Wechselspannung ist ebenfalls vom Spannungsteilerverhältnis R_d und R_2 der Torschaltung abhängig. Ist die eine Halbwelle der Wechselspannung positiv, die andere negativ (erdsymmetrische Wechselspannung ohne Gleichstromkomponente), so muß durch das geöffnete Tor ein dauernder Gleichstrom fließen, wenn am Ausgang der Schaltung eine unverzerrte Wechselspannung erscheinen soll. Bei erdunsymmetrischen Wechselspannungen (mit Gleichspannungskomponente) kommt der Stromfluß durch das Tor durch die Wechselspannung selbst zustande. Eine erdsymmetrische Wechselspannung wird in einer gleichstromfreien Torschaltung lediglich gleichgerichtet, es kann selbstverständlich nur diejenige Halbwelle passieren, für die die Diode in Durchlaßrichtung liegt. Die Richtung des Wechselstromdurchflusses durch eine Torschaltung kann beliebig sein; d. h., der Wechselstromgenerator kann von der einen oder der anderen Seite die Torschaltung speisen. Das Tor ist nach jeder Seite durchlässig.
Verwendet man in Torschaltungen moderne Siliziumdioden, so lassen sich im Durchlaßzustand des Tores Wechselstromwiderstände bis zu wenigen Ohm

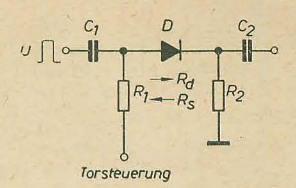


Bild 8: Torschaltung

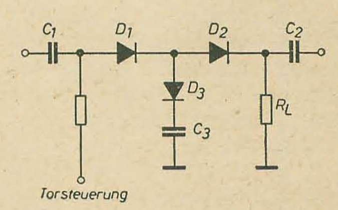


Bild 9: T-Torschaltung zur Erzielung eines günstigeren Schaltverhältnisses

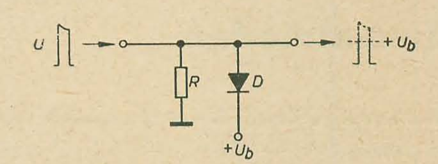


Bild 10: Maximumbegrenzer

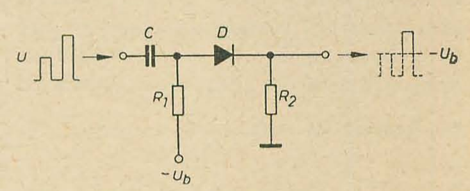


Bild 11: Minimumbegrenzer

erreichen. Im Sperrzustand ergeben sich dagegen Widerstände bis zu einigen Gigaohm. Das Schaltverhältnis ist also — wie bereits erwähnt — sehr klein ($R_g/R_o \approx 10^{-10}$). Muß in besonderen Fällen das Schaltverhältnis noch kleiner werden, so wird eine Schaltung entsprechend Bild 9 angewendet (T-Torschaltung). Gegenüber der einfachen Torschaltung nach Bild 8 wird der Wechselstromwiderstand bei geöffnetem Tor zwar verdoppelt, da zwei Dioden in Reihen liegen. Bei geschlossenem Tor wird der Wechselstromwiderstand jedoch mehr als verdoppelt, da nicht nur die beiden in Reihe liegenden, hochohmig gewordenen Längsdioden D_1 und D_2 wirksam werden, sondern durch das verhältnismäßig niederohmige Querglied D_3 eine Spannungsteilung auftritt. Der absolute Wert des Schaltverhältnisses ist in diesem Fall auch noch von der Größe des Lastwiderstandes abhängig.
Zu den Torschaltungen gehören auch die Begrenzer, bei denen man Maximum- und Minimumbegrenzer unterscheidet. Von einem Maximumbegrenzer wird verlangt, daß ein vorgegebener Amplitudenwert nicht überschritten werden darf. Man spricht von einem Minimumbegrenzer, wenn ein vorgeschriebener Minimalwert (Schwellenwert) nicht unterschritten werden soll. Die Schaltung eines Maximumbegrenzers zeigt Bild 10. Während der Pausen zwischen zwei Impulsen sperrt die Diode. Diese muß selbstverständlich eine der Spannung U entsprechende Sperr-

spannungsfestigkeit haben. Ein am Eingang der Schaltung erscheinender Impuls von der Höhe U erscheint auf den der Diodenvorspannung U_b entsprechenden Wert begrenzt. Nur Impulse, deren Höhe den Wert U_b nicht übersteigen, erscheinen ausgangsseitig unverändert. Alle darüber liegenden Spannungen öffnen die Diode und werden beschnitten. Die tatsächliche Ausgangsspannung ergibt sich aus dem Verhältnis des Innenwiderstandes der Impulsspannungsquelle zu dem der Vorspannungsquelle und dem Widerstand R_d der Diode. Durch den in den Eingang der Begrenzerschaltung gelegten Widerstand R gegen Masse wird die Begrenzerwirkung verbessert. Derartige Maximumbegrenzer werden beispielsweise auch dann benutzt, wenn etwaige Verformungen des Impulsdaches (Dachschrägen) beseitigt werden sollen.

Für einen Minimumbegrenzer ist nach Bild 11 die Diode in den Längszweig zu schalten, wobei sie in bezug auf den Eingang in Sperrichtung liegt. Erst Impulsspannungen, deren Wert den Betrag $-U_b$ überschreiten, öffnen die Diode. Die am Ausgang des Minimumbegrenzers erscheinenden Impulse sind in ihrer Amplitude um den Wert von $-U_b$ verringert.

Tunneldioden

Bild 1 zeigt die Kennlinie einer Tunneldiode mit dem bekannten „höckrigen" Verlauf. Der Strom im Maximum (Ma) wird als der Höckerstrom I_H bezeichnet, der entsprechende Wert im Minimum (Mi) als Talstrom I_T. Die entsprechenden Spannungen sind die Höckerspannung U_H und die Talspannung U_T. Bei richtiger Wahl der Vorspannung ist der differentielle Widerstand der Tunneldiode negativ $\left(\frac{dU}{dI} = -R_D < 0\right)$.

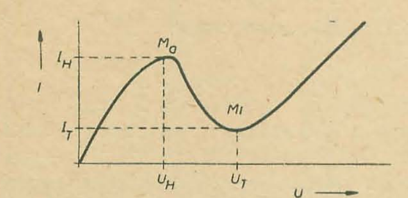


Bild 1: Kennlinie einer Tunneldiode

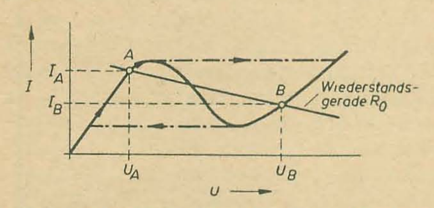


Bild 2: Arbeitskennlinie der Tunneldiode bei Schaltbetrieb

Die Tunneldiode wird häufig als Schalter eingesetzt. Zu diesem Zweck wird sie auf einen ihrer Arbeitspunkte A oder B (Bild 2) vorgespannt. Strom und Spannung pendeln zwischen den Punkten A und B und folgen dabei dem mit Pfeilen angedeuteten Weg. Es läßt sich auch durch entsprechende Wahl der Vorspannung erreichen, daß der Arbeitspunkt A näher an den negativen Widerstandsbereich der Kennlinie rückt als der Punkt B. Dann wird bei einem positiven Spannungsimpuls der Schaltzustand der Tunneldiode von Punkt A nach Punkt B springen, nicht aber auf einen gleichgroßen negativen Impuls von Punkt B nach Punkt A.

Bild 3 zeigt das Ersatzschema einer Tunneldiode bei Resonanzfrequenz mit dem Generator (Spannung E und innerem Generatorwiderstand R_i), dem negativen differentiellen Widerstand $-R_D$, dem resultierenden Widerstand R_T (zusammengesetzt aus dem Belastungswiderstand R_L und dem Parallel-Dämpfungswiderstand des Schwingkreises) und der Ausgangsspannung U_A. Bei Resonanz gilt für die Ausgangsspannung

$$U_A = \frac{-R_D \cdot R_T \cdot E}{R_i \cdot R_T - R_D\,(R_i + R_T)}.$$

Man erhält nur dann eine Spannungsverstärkung, wenn

$$|R_D \cdot R_T| > R_i \cdot R_T - R_D\,(R_i + R_T),$$

oder

$$|R_D| < R_T$$

erreicht wird. Man erhält somit nur dann eine stabile Verstärkung mit der Tunneldiode, wenn der differentielle Widerstand R_D in den Grenzen

$$\frac{R_i \cdot R_T}{R_i + R_T} < |R_D| < R_T$$

liegt.

Bei Betrieb der Tunneldiode als Oszillator (Bild 4) gilt als Selbsterregungsbedingung

$$R_S < \frac{L}{C \cdot R_D},$$

wobei R_S den Gesamtwiderstand, der in Reihe mit der Tunneldiode liegt, bedeutet. Er besteht aus dem Spulenwiderstand L und dem Innenwiderstand des Vorspannungsteilers R_1, R_2.

Bild 5 zeigt eine bistabile Schaltung mit zwei Tunneldioden, die auch als „Binäruntersetzer" bezeichnet wird. Durch die beiden äußeren Spannungsquellen wird an den Widerständen R_S jeweils ein Spannungsabfall von etwa 100 mV erzeugt, der die beiden Tunneldioden in den Bereich des negativen differentiellen Widerstandes

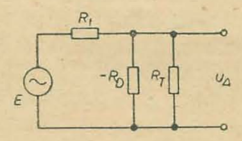


Bild 3: Ersatzschema der Tunneldiode bei Resonanzfrequenz

vorspannt. Die beiden Widerstände R_S sind größenordnungsmäßig sehr viel kleiner als R_D. Es ergibt sich bei grundsätzlicher Betrachtung der Schaltung, daß es zweckmäßig ist (bei Vernachlässigung der Transformatorenwiderstände), die Tunneldioden so vorzuspannen, daß die Diode D_1 im Punkt A und die Diode D_2 im Punkt B der Arbeitskennlinie (vergleiche Bild 2) arbeitet. (U_A, U_B, I_A, I_B haben die in Bild 2 angegebene Bedeutung). Die Widerstandsgerade R_0 ist in Bild 2 mit eingezeichnet.

Ein an den Anschlüssen x—y des Transformators auftretender positiver Impuls läßt die Diode D_1 vom Zustand A in den Zustand B springen. Die Einschaltung einer Induktivität in Reihe mit R_D unterstützt den Vorgang und bewirkt gleichzeitig, daß bei der Tunneldiode D_2 der Zustand B in den Zustand A springt, weil die durch die Stromabnahme in D_1 bedingte induktive Gegen-EMK das richtige Vorzeichen hat, um die Diode D_2 in den Bereich negativen differentiellen Widerstandes zu bringen. Die Reiheninduktivität wird von der Streuinduktivität des im mittleren Zweig der Schaltung liegenden Transformators T_2 gebildet. Die Sekundärwicklung dieses Transformators gibt einen positiven Steuerimpuls an die nächste (nicht gezeichnete) Stufe ab. Ein zweiter positiver Impuls am Eingang schaltet die Tunneldiode D_1 vom Arbeitspunkt A auf Arbeitspunkt B und

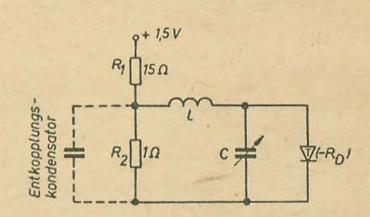


Bild 4: Oszillatorschaltung mit Tunneldiode

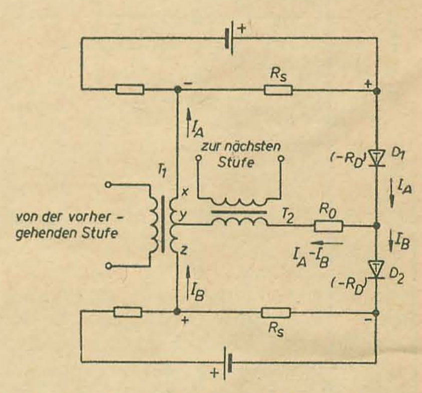


Bild 5: Flip-Flop-Schaltung mit Tunneldiode

damit die Diode D_1 auf den Ausgangszustand zurück. An den Ausgangsklemmen steht also die Hälfte der positiven Eingangsimpulse zur Aussteuerung der Folgestufe zur Verfügung. Es ist wichtig, daß negative Eingangsimpulse keinen Umschaltvorgang auslösen können. Eine Verminderung des Widerstandes R_0 bewirkt eine Steigerung der Ansprechempfindlichkeit, bis bei Überschreiten eines kritischen Wertes das Verhalten der Schaltung labil wird. In diesem Zustand beginnt die Schaltung als Multivibrator frei zu schwingen. *tae-*

Neue Halbleitertypen

WERNER TAEGER

Von der Firma SAF sind neue Tunneldioden entwickelt worden, deren Daten in folgender Tabelle zusammengestellt wurden:

Typ	f_g in MHz	U_H in mV	U_T in mV	I_H in mA	I_H/I_T	max. zul. Strom in mA
TD 101	5	50	200	3 ··· 10	2 ··· 5	100
TD 102	5	50	200	10 ··· 30	2 ··· 5	100
TD 103	5	50	250	70 ··· 130	5 ··· 15	500
TD 104	5	50	250	~ 100	~ 10	500
TD 105	5	50	250	300 ··· 700	5 ··· 15	1000
TD 106	5	50	250	300 ··· 700	1 ··· 5	1000

Hierin bedeuten

f_g = Grenzfrequenz
U_H = Höckerspannung
U_T = Talspannung
I_H = Höckerstrom
I_T = Talstrom

Außerdem werden noch die UHF-Typen TD 107 und TD 108 gefertigt, deren Grenzfrequenz f_g bei 500 MHz liegt. Die übrigen Werte entsprechen angenähert den in der Tabelle für die HF-Typen angegebenen. Der differentielle Widerstand der UHF-Tunneldioden liegt über 1 Ω.

Eine neue Cadmium-Selenzelle wurde von der Firma Dr. Bruno Lange, Berlin-Zehlendorf, entwickelt. Die Zelle hat eine aktive Fläche von 2×5 mm. Etwa 1 mm unterhalb der klaren Frontseite (Bild 1) befindet sich die lichtempfindliche Schicht. Die spektrale Empfindlichkeit der Cd-Se-Zelle (Bild 2) reicht von 400 bis 1000 nm, das Maximum liegt im nahen Infrarot bei 750 nm. Die Zelle ist daher der Strahlung von Glühlampen optimal angepaßt. Durch ein geeignetes Ultrarotfilter kann der bei Schaltgeräten oft störende Einfluß des Tageslichtes weitgehend beseitigt werden. Die Zelle kann mit Gleich- oder Wechselstrom (300 V= oder 220 V~) betrieben werden. Der Dunkelwiderstand der Zelle ist 10^9 Ω, er sinkt bei Beleuchtung mit 100 lx auf 10^5 Ω. Die Dauerbelastung ist 50 mW. Ein besonderer Vorteil der Zelle ist ihre sehr geringe Trägheit (Zeitkonstante etwa 1 ms). Die Zelle arbeitet außerdem so konstant, daß sie nicht nur für Schalt-, sondern auch für Meßzwecke verwendet werden kann.

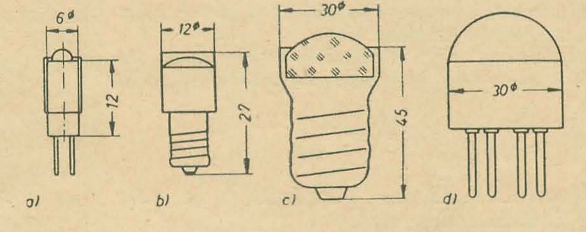


Bild 1: Maße verschiedener Cadmium-Selen-Zellen (Dr. Lange) a) Cd-Se-Zelle mit Metallhülse und Linsenfenster, b) Cd-Se-Zelle mit Linse und Sockel E 10, c) Cd-Se-Zelle mit Kugellinse und Sockel E 27, d) Cd-Se-Zelle mit Kugellinse und Viertelstiftsockel

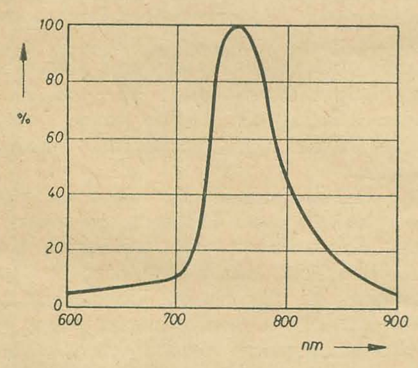


Bild 2: Spektrale Empfindlichkeit der Cd-Se-Zelle

Steuerbare Gleichrichter (Vierschichtentriode) hat die AEG entwickelt. Es handelt sich hierbei um acht verschiedene Typen mit den Bezeichnungen BTZ 10 ··· 17. Die maximalen Strom- und Spannungswerte liegen zwischen 8 bis 12 A Durchlaßstrom und etwa 400 V Spitzensperrspannung. Interessant sind noch folgende Datenangaben für die Vierschichtentriode:

Steuerspannung etwa 5 V, Steuerstrom etwa 50 mA, Spannungabfall bei 10 A Lastgleichstrom <1,8 V. Die maximale Sperrschichttemperatur ist 100 °C.

Bei der Firma Siemens & Halske befindet sich ein Mesa-Transistor in der Entwicklung, von dem Bild 3 einen Schnitt zeigt. Als Grenzfrequenz wurde 200 MHz angegeben. Die charakteristischen Teile des Mesa-Transistors sind:

der als Kollektor dienende Basiskörper (man sollte ihn besser, um Verwechslungen zu vermeiden, Grundkörper nennen) aus p-leitendem Material; die in diesen Körper eindiffundierte Basisschicht; der streifenförmige, in die Basis einlegierte Emitter und der streifenförmige Basiskontakt.

Man hofft, bei der Weiterentwicklung das Mesa-Transistorsystem für Frequenzen bis 1 GHz brauchbar machen zu können.

Der S-Transistor von Dr. Rudolf Rost, Hannover, kann als Schaltelement in elektronischen Rechenanlagen oder als Oszillator verwendet werden. Die Bezeichnung S-Transistor ist auf diesen Verwendungszweck (Schalt- oder Schwingtransistor) zurückzuführen. Dieses Halbleiterbauelement besitzt nur einen pn-Übergang, die beiden anderen Übergänge sind sperrfrei. Von den drei Elektroden befindet sich eine am Emitter, die beiden anderen dienen als Basisanschlüsse (Bild 4). Im Gegensatz zum normalen Transistor hat der S-Typ eine fallende Kennlinie, er läßt sich also leicht zu Schwingungen anregen. Schaltet man entsprechend Bild 4 zwischen B_2 und E einen ohmschen Widerstand mit parallelliegenden LC-Kreis, so ergeben sich reine sinusförmige Schwingungen, deren Frequenz außer von L und C noch von der Größe des Widerstandes R und der zwischen den beiden Basisanschlüssen B_1 und B_2 wirksamen Spannung U_{BB} abhängt. So stellt sich z. B. für $U_{BB} = 3$ V und $C = 0{,}1\ \mu F$ mit passender Spule eine Schwingung im Tonfrequenzbereich ein, deren Höhe durch Verändern des Widerstandes R geregelt werden kann. Bei einer Spezialausführung des S-Transistors mit

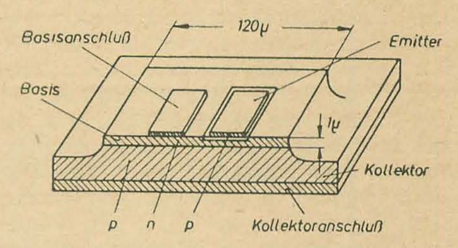


Bild 3: Schnitt durch einen Mesa-Transistor

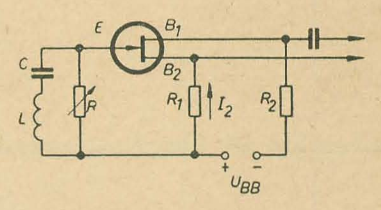


Bild 4: Schaltung des S-Transistors zur Erzeugung von Sinusschwingungen

sehr geringen inneren Kapazitäten treten ohne äußere Schaltelemente HF-Schwingungen auf, die bis in das UHF-Gebiet reichen. Eine Erhöhung der Basisspannung wirkt sich auf den Emitterstrom kräftig aus. Außerdem erhöht sich der Strom I_2 zur Basis B_2, wenn der Emitterstrom I_E zunimmt, um mehr als den doppelten Wert der Emitterstromzunahme. Der Verstärkungsgrad des S-Transistors hängt stark vom räumlichen Abstand zwischen Emitter E und der Basis B_2 ab und kommt durch Diffusion von Ladungsträgern nach B_2 zustande.

Die Transistortypen MC 104 ··· 107 von der Firma Siemens sind npn-Si-Transistoren mit Kollektorspitzenspannungen von 60 V (MC 104, MC 106) bzw. 100 V (MC 105, MC 107). Die Kollektorspitzenströme betragen bei den Typen MC 104 und MC 105 je 200 mA, bei den Typen MC 106 und MC 107 je 300 mA. Die Kollektorrestströme, die bei Si-Transistoren im allgemeinen über den Werten entsprechender Ge-Transistoren liegen, liegen hier bei allen vier Typen bei $-I_{CO} = 5 \mu A$. Der Gleichstromverstärkungsfaktor bewegt sich zwischen den Werten 10 und 15.

Für schnelle Schalteranwendungen entwickelte die Firma Valvo die Germanium-pnp-Transistoren OC 22, OC 23 und OC 24 mit 24 V maximaler Kollektorspannung und 1 A maximalem Kollektorstrom. Die Grenzfrequenz in Basisschaltung ist für diese Typen $f_\alpha = 2{,}5$ MHz; die Großsignalverstärkung in Emitterschaltung beträgt $\beta = 200$.

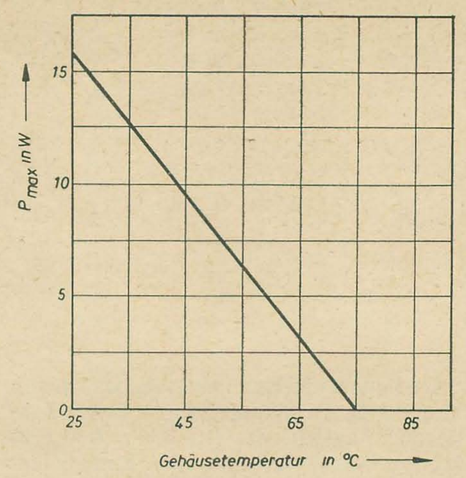


Bild 5: Max. zulässige Verlustleitung als Funktion der Gehäusetemperatur bei den Transistoren OC 22, OC 23, OC 24

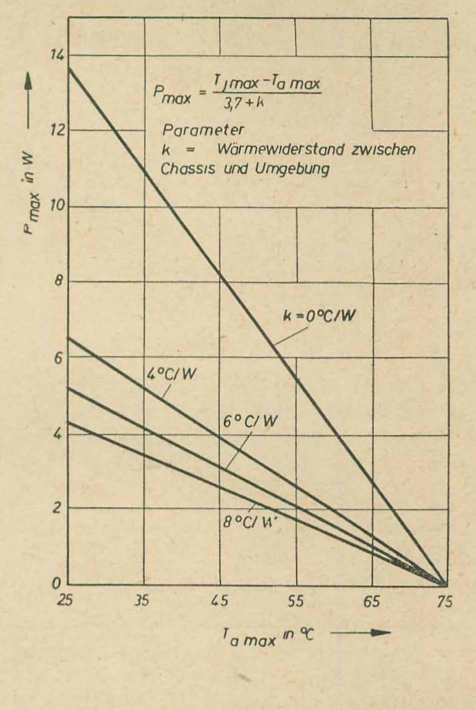


Bild 6: Max. zulässige Verlustleitung als Funktion der Umgebungstemperatur bei den Transistoren OC 22, OC 23, OC 24

Der Si-pnp-Transistor OC 200 der Firma Valvo eignet sich für NF-Verstärker und industrielle Anwendungen insbesondere bei hohen Umgebungstemperaturen. Die Grenzdaten bei $T_{j\,max} = 150$ °C sind: $-U_{CB} = 25$ V, $-U_{CE} = 25$ V, $-I_C = 50$ mA, $-I_B = 15$ mA.

Bei einem Arbeitspunkt $-U_{CE} = 2$ V und $-I_C = 0{,}5$ mA sowie bei f = 1 kHz und $R_g = 500\ \Omega$ beträgt die Rauschzahl F = 8 dB. Die mittlere Kurzschlußstromverstärkung $\beta = 20$ sinkt bei $T_a = -50$ °C auf etwa 10.

Ein ähnlicher Typ für die gleichen Verwendungszwecke, aber mit geringerer Rauschzahl F = 6 dB und einer Grenzfrequenz von 4 MHz ist der Valvo-Typ OC 201.

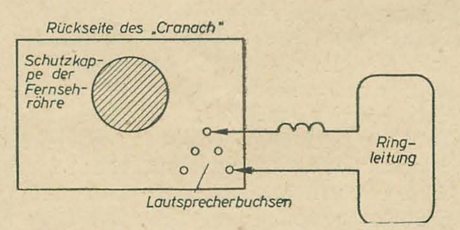
Stellen Sie Ihr Empfangsgerät auf Zimmerlautstärke!

Ein Vorschlag für Schwerhörige

Diese Ermahnung hören wir jeden Abend von den Sendern. Auch in den Zeitungen finden wir öfter Klagen darüber, daß viele Hörer ihr Empfangsgerät zu laut einstellen. Dabei sind sich aber viele Hörer einer Störung gar nicht bewußt, weil sie schwerhörig sind. Allein in Berlin gibt es Tausende Rundfunk- und Fernsehteilnehmer, die zwar eine Hörhilfe tragen, trotzdem aber damit einen unbefriedigenden Empfang haben.
Wie ein einwandfreier Empfang selbst bei einer leisen Einstellung des Gerätes erreicht werden kann, zeigt die folgende Zuschrift eines Lesers.

Seit etwa einem halbem Jahr besitze ich ein Fernsehgerät „Cranach" mit Kurzwellenteil. Wir haben viel Freude daran, wenn auch in unserer Familie oft Meinungsverschiedenheiten über das dargebotene Programm bestehen. Leider muß ich wegen fast völliger Taubheit auf volle Lautstärke „aufdrehen", um den Ton mitzubekommen, sehr zum Mißvergnügen der Mithörer und der Nachbarn. Zwar benutze ich die Transistorhörhilfe „Tonor" vom VEB Funkwerk Kölleda, doch ist das Hören damit meist kein Genuß, weil die Tonhöhen der sprechenden Personen ja verschieden sind. Dazu kommen noch die Nebengeräusche des Apparates sowie die Echowirkung im Zimmer, weil die Hörhilfe diese mitverstärkt, so daß schließlich nur noch ein unverständliches Tongewirr vom Ohr aufgenommen wird.

Auf der Hörhilfe kann man nun eine sogenannte Telefonspule aufsetzen, die es ermöglicht, die Sendungen induktiv von einer Ringleitung aufzunehmen. Solche Ringleitungen befinden sich bereits in großen Kinos und einigen Theatern. Leider enthalten weder die Betriebsanweisungen des „Cranach" (RAFENA-Werke) noch die des „Tonor" irgendwelche Hinweise darüber, wie eine Ringleitung angelegt und wie sie mit dem Empfangsgerät verbunden wird.



Anschluß der Ringleitung an die Lautsprecherbuchsen des „Cranach"

Nach Rücksprache mit Fachleuten befestigte ich etwa 20 m einfachen Klingeldraht auf die Scheuerleisten meines „Musiksalons". (Der Draht muß so dünn sein, daß man endseitig 1-Ω-Gleichstromwiderstand erhält.) An meinem Stammplatz wurde die Leitung in Kopfhöhe gelegt, um noch besser empfangen zu können. Die beiden Enden der Ringleitung steckte ich in die zwei Buchsen des „Cranach", die im Bild näher bezeichnet sind. Zwischen einer Buchse und der Ringleitung wurde noch eine Spule geschaltet. Diese besteht aus einer leeren Garnrolle mit etwa 30 ··· 40 Windungen Klingeldraht. Die ganze Arbeit kann in einer halben Stunde erledigt werden.

Der Tonempfang ist für einen Schwerhörigen im ganzen Zimmer und sogar in den Nebenräumen überwältigend klar und deutlich, selbst bei einer Toneinstellung, die für einen Normalhörer zu leise ist. Alle Nebengeräusche, wie z. B. Unterhaltung im Zimmer usw., fallen weg. Der Ton sitzt originalgetreu direkt im Ohr.

Füllstandsmessung mittels radioaktiver Präparate Teil 3

Dipl.-Ing. FRIEDRICH BENDEL und Ing. KURT LANGHANS

Streustrahlungsmethoden

Bei allen Füllstandskontroll- und -steuerungsproblemen, bei denen die Anwendung der Schwimmermethoden oder der Durchstrahlungsmethoden auf Schwierigkeiten stößt, bleibt als letzter Ausweg die Streustrahlungsmethode.

Alle Streustrahlungsmethoden mit γ-Strahlung beruhen darauf, daß γ-Quanten in Luft eine recht große, mittlere freie Weglänge haben und sich deshalb im wesentlichen geradeaus bewegen. In Flüssigkeiten und festen Stoffen dagegen, insbesondere in Stoffen großer Dichte, werden sie bereits nach wenigen Zentimetern Eindringtiefe mit großer Wahrscheinlichkeit gestreut oder absorbiert.

Die Comptonstreuung ist dabei der erwünschte Effekt, während die anderen Wechselwirkungsarten der γ-Strahlung mit Materie, die zur Absorption der γ-Quanten führen, unerwünscht, aber unvermeidlich sind.

Lediglich in einigen Spezialfällen erscheint die Ausnutzung der beim Fotoeffekt oder Comptoneffekt freiwerdenden Elektronen zweckmäßig.

Bei Neutronen ist der Streueffekt nicht wie bei γ-Quanten der Dichte annähernd proportional, sondern vom Streuquerschnitt der einzelnen Stoffe abhängig.

Neutronenquellen sind zwar für Streustrahlungsmessungen oft besser geeignet als γ-Strahler, aber wesentlich teurer und schlechter zu handhaben als diese.

Werden die relativ billigen und leicht zu handhabenden γ-Strahler zu Füllstandsmessungen nach der Streustrahlungsmethode benutzt, so benötigt man relativ starke Präparate, weil nur ein kleiner Teil der Quanten gestreut wird und von diesen wieder nur ein kleiner Teil auf den kleinen Raumwinkel des Strahlungsdetektors entfällt. Außerdem werden die γ-Quanten in den meist aus schwerem Material bestehenden Behälterwänden in vielen Fällen stärker gestreut als im Füllgut. Die Anwendung von Neutronenquellen wird immer dann in Frage kommen, wenn einerseits der Einsatz von γ-Anlagen infolge zu stark absorbierender Behälterwände Schwierigkeiten bereitet, andererseits aber das Füllgut Neutronen wesentlich besser reflektiert als das Wandmaterial, das außerdem die Neutronen nicht zu stark absorbieren darf. Das bedeutet, daß der Einsatz von Neutronenquellen sich wirklich nur in einigen Sonderfällen als vertretbar erweisen wird. Die Meßanordnungen mit Neutronenquellen, sollen im folgenden daher nur kurz gestreift werden.

Da es, von spontanen Spaltprozessen bei den Aktiniden abgesehen, keine Neutronen emittierenden Nuklide gibt, ist man auf Sekundärneutronenquellen angewiesen. Derartige Neutronenquellen bestehen meist aus einem α-Strahler (z. B. Radium oder Polonium) und einem (α, n) reagierenden Stoff (z. B. $^{9}_{4}$Be).

Da sich die Füllstandsmeßanlagen mit Neutronenquelle von denen mit γ-Strahler (von Quelle, Detektor und Abschirmung abgesehen) im Prinzip nicht unterscheiden, wird im folgenden immer nur eine Meßanordnung angegeben, die prinzipiell sowohl mit γ-Strahler als auch mit Neutronenquelle betrieben werden kann. Der größeren Häufigkeit wegen wird die γ-Terminologie benutzt.

Meist sind bei den Streustrahlungs-Füllstandsmeßanlagen der Strahler und der Strahlungsdetektor zusammen in einem Strahl- und Meßkopf untergebracht.

Bild 24 zeigt den Schnitt durch einen Strahl- und Meßkopf, der sowohl für den Einsatz an ebenen als auch an gekrümmten Behälterwänden geeignet ist.

Unter günstigen Verhältnissen, d. h. bei dünnwandigen Behältern, stark streuendem Füllgut und guter Bleiabschirmung, kann eine derartige Anordnung bereits mit einem Geiger-Müller-Zählrohr, das an eine einfache Impulsdichtemesser-Schaltung angeschlossen ist, betrieben werden.

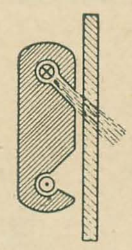


Bild 24: Strahl- und Meßkopf zur Füllstandsmessung nach einer der Streustrahlungsmethoden

Die Bleiabschirmung zwischen Strahlungsquelle und Zählrohr muß dabei so dimensioniert werden, daß die Strahlung, die direkt vom Präparat zum Zählrohr gelangt, so stark geschwächt wird, daß deren Intensität etwa in der gleichen Größenordnung liegt, wie die Intensität der Strahlung, die nach der Streuung im Füllgut das Zählrohr erreicht.

Als Grenzbedingung kann man formulieren: Die Direktstrahlung (einschließlich der in der Abschirmung, der Umgebung und der Behälterwand gestreuten Strahlung, die das Zählrohr trifft) darf höchstens die fünffache Intensität der am Füllgut gestreuten Strahlung haben. Damit wird erreicht, daß beim Passieren der Füllgutoberfläche ein Intensitätssprung von etwa 20% auftritt, der zum einwandfreien Betrieb der angeschlossenen Steuerungs-, Anzeige- oder Alarmeinrichtung notwendig ist. Die erwähnte Bedingung wird jedoch oft nicht oder nur schwer zu erfüllen sein.

In diesen Fällen macht sich der Einsatz weiterer elektronischer Hilfsmittel und anderer Detektoren erforderlich.

Bekanntlich nimmt bei der Comptonstreuung die Wellenlänge der Strahlung zu und damit deren Energie ab. Die gestreuten Quanten haben also durchweg eine geringe Energie als die ungestreuten Quanten.

Dieser Umstand kann zu einer bedeutenden Verbesserung der Meßtechnik ausgenutzt werden. Man benutzt dabei eine Meßanordnung, die nur die Quanten mit geringerer Energie als der ursprünglichen Energie der ungestreuten Quanten registriert. Bild 25 zeigt das Schema einer solchen Anordnung.

Das radioaktive Präparat sendet γ-Strahlung einer bestimmten Energie aus. Den als Detektor verwendeten Szintillationszähler treffen nun sowohl die γ-Quanten der direkten als auch der gestreuten Strahlung und lösen in ihm elektrische Impulse aus. Da jedoch die Impulse des Szintillationszählers (im Gegensatz zu denen vom Geiger-Müller-Zählrohr) von der Energie der registrierten Quanten abhängen, gelingt es mit Hilfe des nachfolgenden Fensterverstärkers, die Impulse, die den energiereichen ungestreuten Quanten entsprechen, auszusondern und nur die Impulse, die den energieärmeren Quanten der gestreuten Strahlung entsprechen, an die folgende Registrierschaltung weiterzuleiten. Eine Abschirmung der Direktstrahlung erübrigt sich bei dieser Anordnung.

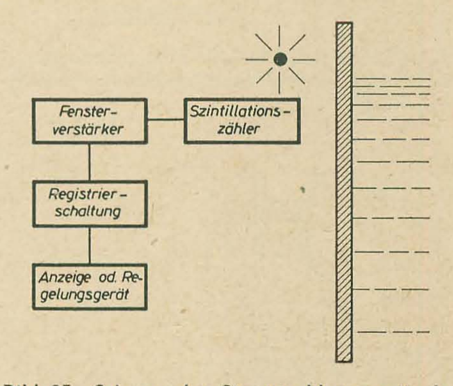


Bild 25: Schema der Streustrahlungsmethode mit Analysatorschaltung.

Gelingt es, die Schaltung in einem tragbaren Gerät unterzubringen, so hat man ein einfaches „Füllstandsabhörgerät", das allerdings im Vergleich zu den übrigen „Abhörmethoden" bedeutend kostspieliger ausfallen dürfte.
Bild 26 zeigt eine einfache Streustrahlungs-γ-Schranke mit einem Strahl- und Meßkopf sowie einem γ-Relais mit visueller und akustischer Signalgebung. Die Schalthöhe ist bei dieser Schranke leicht einstellbar. Ebenso wie bei der Durchstrahlungs-γ-Schranke [Bild 14, radio und fernsehen 9 (1960) S. 287], kann auch die Streustrahlungsschranke durch ein elektromagnetisches Ventil über einen Leitschalter oder dergleichen zur automatischen Zu- oder Abflußregelung erweitert werden.

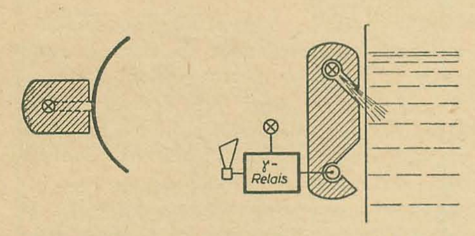


Bild 26: Einfache Streustrahlungs-γ-Schranke mit visueller und akustischer Signalgebung

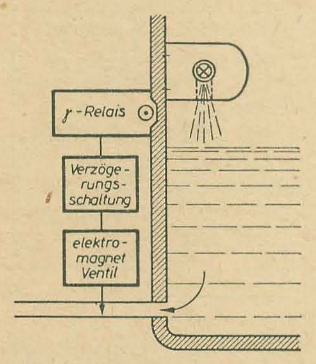


Bild 27: Diskontinuierliche Füllstandssteuerung nach der Streustrahlungsmethode (Abflußregelung)

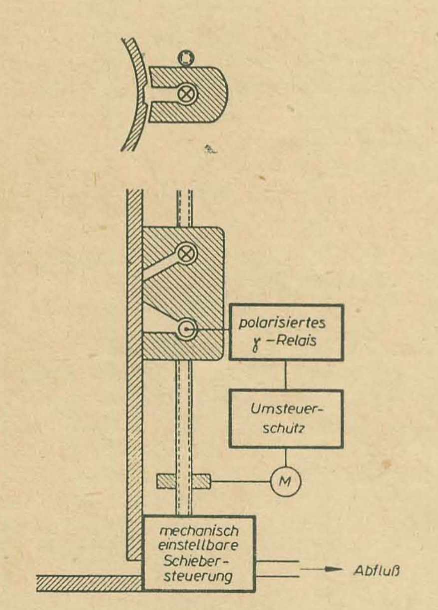


Bild 28: Nachlaufsteuerung nach der Streustrahlungsmethode

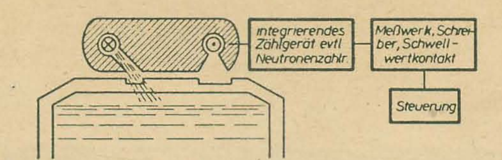


Bild 29: Füllstandsmessung (bzw. -Steuerung) nach der kontinuierlichen Streustrahlungsmethode

Im Bild 27 ist eine Anordnung zur diskontinuierlichen Füllstandssteuerung dargestellt, bei der die Strahlungsquelle im Inneren des Behälters angebracht wurde. Dies bringt strahlungsschutztechnisch einige Vorteile mit sich, aber die Anlage ist nur dort verwendbar, wo die Schalthöhe immer konstant bleibt.
Bild 28 zeigt eine automatische Füllstandskontroll- und Regelanlage nach der Methode der Streustrahlungs-Nachlaufsteuerung. Da sich diese Anlage im Prinzip lediglich durch den Strahl- und Meßkopf von der im Bild 15 [radio und fernsehen 9 (1960) S. 287] gezeigten und bereits beschriebenen Anlage unterscheidet, erübrigt sich hier eine nähere Erläuterung.
Ein Schema zur kontinuierlichen Füllstandsmessung und -steuerung nach der Rückstreumethode zeigt Bild 29.
Der Strahl- und Meßkopf mit einem kräftigen γ-Strahler oder einer Neutronenquelle wurde über der Behälterdecke angeordnet.
Die Impulse des Strahlungsdetektors werden integriert und das der mittleren Impulsfolgefrequenz proportionale Gleichstromsignal betreibt ein Meßinstrument und evt. einen Schreiber. Wenn das Meßwerk einen Schwellwertkontakt enthält, können auch visuelle und akustische Signale gegeben sowie ein Ventil gesteuert werden.
Die Verwendung einer Schaltung entsprechend Bild 25 ist jedoch auch hier überlegen. Derartige Anlagen sind nur zur Anzeige und Steuerung geringerer Füllhöhenunterschiede in der Nähe der Behälterdecke geeignet. Zusammenfassend ergeben sich für die Streustrahlungsmethoden zur Füllstandsmessung und -steuerung folgende Vorteile:

1. Der Behälter kann beliebige Abmessungen haben und für die Schwimmermethoden unzugänglich sein.
2. Alle bei den Durchstrahlungsmethoden genannten Vorteile treffen hier ebenfalls zu.

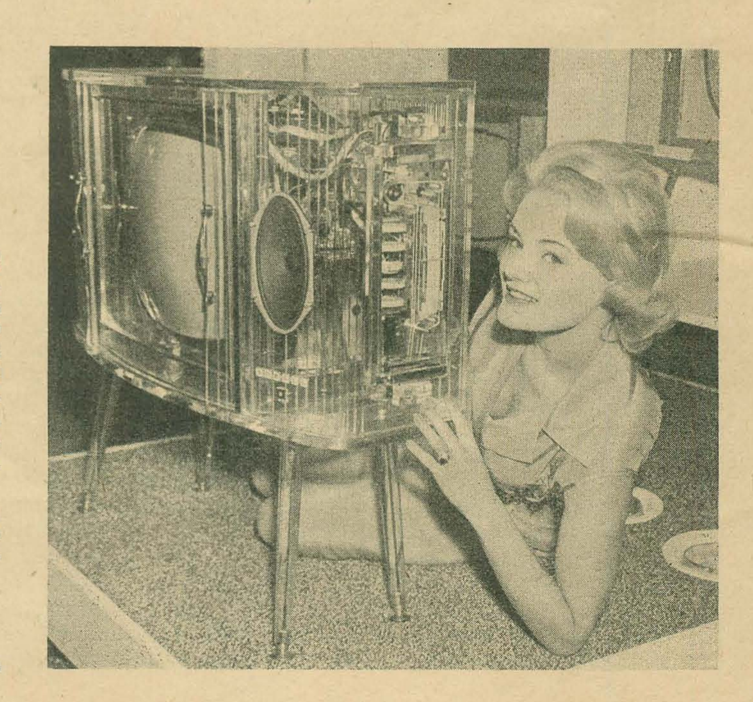
Demgegenüber stehen folgende Nachteile:

1. Da nur ein geringerer Teil der abgestrahlten Teilchen oder Quanten in den Detektorkanal zurückgestreut wird, sind sehr starke Strahlungsquellen erforderlich.
2. Die Abschirmung des Strahl- und Meßkopfes ist relativ groß und schwer.
3. Wegen der geringen Signaländerung durch das Füllgut treten der statistische Verteilungsfehler und der Nulleffekt stark in den Vordergrund, und es ergeben sich große Schwankungen der Meßwerte.
4. Der elektronische Aufwand ist größer und die Geräte sind daher teurer.

Zum Einsatz der Streustrahlungsmethoden kann nur dann geraten werden, wenn keine andere Füllstandsmeßmethode einsetzbar ist.

Völlig klare Einsicht ...

vermittelt dieses Bild in die inneren Zusammenhänge. Es stammt von der Radio Show 1960 aus Earls Court, London, und soll — der Originalunterschrift zufolge — darstellen, wie die schlanke Linie zustande kommt.
... Wir sprechen natürlich die ganze Zeit von dem TV-Empfänger ...



Vergleich verschiedener Hochspannungsgeräte zum Betrieb kernphysikalischer Geräte

Dipl.-Ing. W. RICHTER

Für den Betrieb von kernphysikalischen Geräten wie Szintillations- und Geiger-Müller-Zähler werden in ständig steigendem Maße Hochspannungsgeräte gebraucht, die im allgemeinen für Spannungen um 2000 V und Ströme bis zu einigen Milliampere auszulegen sind. Im vorliegenden Beitrag werden verschiedene Grundschaltungen zur Hochspannungserzeugung betrachtet und miteinander verglichen. Es ist durchaus möglich und auch notwendig, aus der Vielzahl von Schaltungsmöglichkeiten einige günstige auszuwählen und zu standardisieren.

Hochspannungsgerät mit Längsregelröhre und auf Null bezogenem Verstärker

Die Schaltung nach Bild 1 ist einfach und übersichtlich. Unbequem ist der mit wachsender Ausgangsspannung steigende Bedarf an teuren Stabilisatorröhren. Infolge der geringen Regelkreisverstärkung sind keine besonders hohen Anforderungen hinsichtlich Innenwiderstand und Netzspannungsunabhängigkeit mit dieser Schaltung erfüllbar. Ebenso wird die Zeitkonstanz nicht groß sein, da keinerlei Stabilisierungsmaßnahmen zur Vermeidung zeitlicher Änderungen der Schaltelemente im Regelkreis vorhanden sind. Zeitliche Schwankungen der Hochspannung unter konstanten Betriebsbedingungen werden durch Heizspannungsänderungen der Verstärkerröhre, durch Temperaturschwankungen und durch Alterung der elektrischen Schaltelemente, hervorgerufen.
Ein derartiges Gerät wurde von *Hartmann* und *Bernhard* [1] gebaut.
Erreichtes Ergebnis: Bei einer Netzspannungsschwankung von

$\frac{\Delta U_{Netz}}{U_{Netz}} = \pm 10\%$ schwankt die Ausgangsspannung um $\frac{\Delta U_{Hoch}}{U_{Hoch}} = \pm 1‰$.

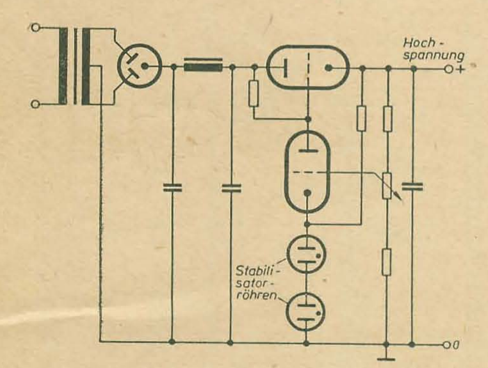


Bild 1: Einfaches Hochspannungsgerät

Hochspannungsgerät mit hochgelegtem Regelverstärker

Der Regelverstärker ist auf den Pluspol der Hochspannungsquelle bezogen. Über dem Verstärker liegt damit eine konstante Betriebsspannung unabhängig von der Hochspannung. Diese Schaltung ist für hohe Ausgangsspannungen geeignet, jedoch ist eine zusätzliche stabilisierte Hilfsspannung gegenüber Bild 1 notwendig.

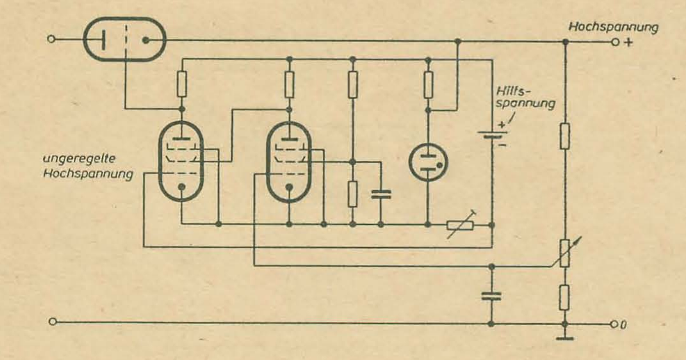


Bild 2: Hochspannungsgerät mit hochgelegtem Regelverstärker (s. Steimel [2])

Hochspannungsgerät nach Mackenzie

Das Besondere an diesem Gerät (Bild 3) ist der mitgekoppelte Verstärker, der es gestattet, den Innenwiderstand kleiner oder gleich Null zu machen. Jedoch sind auch hier keine besonderen Maßnahmen zur Erreichung einer großen Langzeitstabilität vorhanden.

Erreichte Ergebnisse von *Mackenzie* [3]:

Hochspannung
$U_{Hoch} = 2000$ V, $I_{Hoch} = 1 \cdots 20$ mA

Innenwiderstand
$R_i = 2{,}5\ \Omega$

Netzspannungsabhängigkeit bei einer Änderung der Netzspannung von

$\frac{\Delta U_{Netz}}{U_{Netz}} = \pm 10\%$ ist gleich

$\frac{\Delta U_{Hoch}}{U_{Hoch}} = \pm 3 \cdot 10^{-4}$.

Die Zeitkonstanz wurde nicht angegeben. Ein ähnliches Gerät mit deutschen Röhren wurde am Lehrstuhl für Kernspektroskopie der TH Dresden entwickelt und erprobt. Der angegebene Innenwiderstand ist sehr klein. Jedoch muß man bedenken, daß dieser Wert nur durch genauen Abgleich der Mitkopplung (R_{k2}) bei der eingestellten Hochspannung $U_{Hoch} = 2000$ V erreicht werden konnte. Sobald man eine andere Spannung einstellt durch Veränderung von R_{k1}, ist der Innenwiderstand größer, sofern man nicht neu abgleicht, was normalerweise nicht möglich ist.

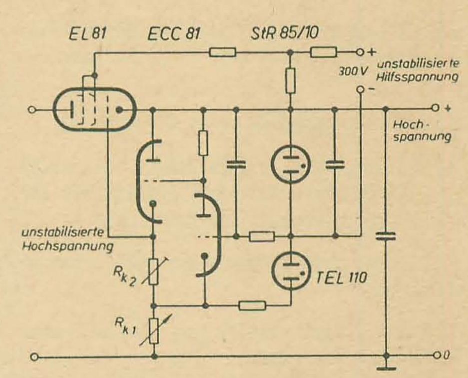


Bild 3: Schaltung nach Mackenzie mit deutschen äquivalenten Röhren

Hochspannungsgerät nach Higinbotham [4]

Dieses Gerät erlaubt, höhere Ansprüche an die Konstanz der Hochspannung zu stellen. Der notwendige größere Aufwand wird dabei in zwei Richtungen vorangetrieben.
a) Erhöhung der für den Regelvorgang entscheidenden Kreisverstärkung durch Einsatz eines Kaskodeverstärkers [5].
b) Verbesserung der Langzeitkonstanz durch Verwendung von Differenzverstärkern, Temperaturstabilisierung und durch Drahtwiderstände mit geringen Temperaturkoeffizienten. So ist der Hochspannungsteiler aus Drahtwiderständen aufgebaut und wird durch einen Thermostaten auf konstanter Temperatur gehalten.

Erreichte Ergebnisse von *Higinbotham*:

$U_{Hoch} = 1500$ V, $I_{Hoch} = 1$ mA,
$R_i \approx 100\ \Omega$

Netzspannungsabhängigkeit:

$$\frac{\Delta U_{Hoch}}{U_{Hoch}} = \pm 10^{-4}$$

bei einer Änderung der Netzspannung von -15% oder $+20\%$.

Zeitstabilität: $\frac{\Delta U_{Hoch}}{U_{Hoch}}$ / Zeit $= 10^{-3}$ / 24 h.

Ein ähnliches Gerät wurde an der Abteilung Strahlenmeßtechnik der TH Dresden unter Verwendung von Borkohleschichtwiderständen anstelle von Draht-

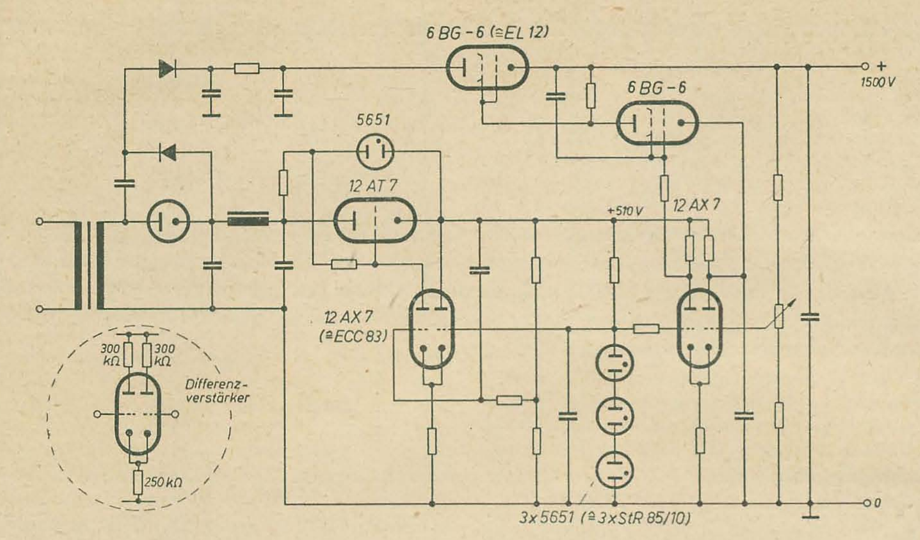


Bild 4: Schaltung nach Higinbotham [4]

widerständen entwickelt. Die Ergebnisse entsprechen denen von *Higinbotham*.

Hochspannungsgerät nach O'Toole [6]

Diese Schaltung nach Bild 5 vereinigt in sich mehrere Vorzüge der bereits beschriebenen Hochspannungsgeräte.

a) Einsatz von zeitstabilen Differenzverstärkern,

b) hohe Regelverstärkung durch einen Kaskodeverstärker.

c) Es ist keine Hilfsspannung notwendig. Dadurch wird der Aufwand an Röhren gegenüber dem Gerät von *Higinbotham* herabgesetzt.

d) Die Regelröhre wird nicht nur am Steuergitter, sondern auch am Schirmgitter ausgesteuert. Dadurch kann die volle Verstärkung der Regelröhre als Pentode genutzt werden.

Erreichte Ergebnisse von *O'Toole*:

$U_{Hoch} = 800 \cdots 2700$ V,
$I_{Hoch} = 0 \cdots 16$ mA,
$R_i = 25\ \Omega$
(gemessen bei $U_{Hoch} = 2500$ V, $I_{Hoch} = 10$ mA).

Zeitstabilität nicht angegeben.

Hochspannungserzeugung bei Hochfrequenz [7, 8, 9, 10]

Die Hochspannung wird so erzeugt, daß die Schwingungen eines HF-Oszillators in einem Bandfilter auf die entsprechende Spannung transformiert und gleichgerichtet werden.
Die Vorteile dieser Methode machen sich vor allem bei hohen Spannungen (über 4000 V) und kleinen Belastungsströmen (unter 1 mA) bemerkbar.

a) Außer Hochspannungsteiler, Gleichrichter und Sekundärspule des Bandfilters liegt die gesamte Regelanordnung auf Erdpotential. Man kann dadurch gefahrlos Eingriffe in den Regelkreis zur Einstellung des günstigsten Arbeitspunktes während des Betriebes vornehmen.

b) Außer dem Hochspannungsgleichrichter werden ausschließlich normale Niederspannungsröhren verwendet.

c) Der Hochspannungstransformator ist ein Bandfilter, bestehend aus zwei Luftspulen. Gegenüber einem 50-Hz-Eisentransformator spart man damit Gewicht und Volumen und hat wesentlich geringere Isolationsschwierigkeiten.

d) Infolge der hohen Frequenz (10 bis 100 kHz) ist der Aufwand an Siebmitteln klein.

Von *Craggs* und *Meek* [10] werden HF-Schaltungen zur Erzeugung von Hochspannungen zwischen 4 kV und 100 kV bei Belastungsströmen bis 1 mA angegeben. Bei höheren Belastungen steigt der Aufwand an der Oszillatorröhre und am Niederspannungsnetzgerät unverhältnismäßig schnell an und macht diese Methode unwirtschaftlich.
Erreichte Ergebnisse mit der Schaltung Bild 7:

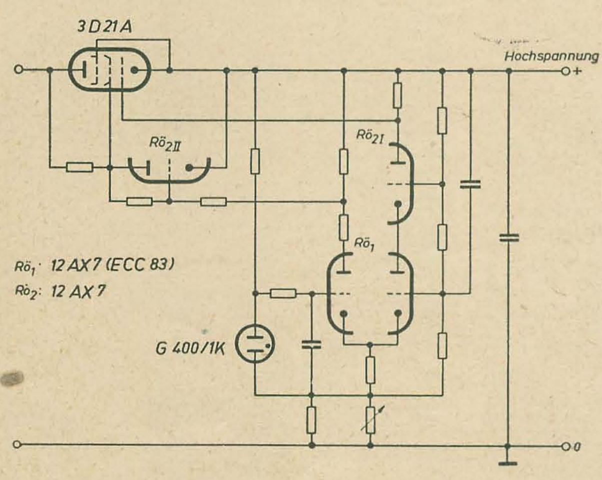
$U_{Hoch} = 1200 \cdots 2200$ V,
$I_{Hoch} = 0 \cdots 2{,}5$ mA
$R_i = 150\ \Omega$
(gemessen bei $I_{Hoch} = 1$ mA, $U_{Hoch} = 2000$ V)

Wechselspannungsabhängigkeit

$$\frac{\Delta U_{Hoch}}{U_{Hoch}} = \pm 0{,}5 \cdot 10^{-4}$$

bei Netzspannungsänderungen von $\pm 10\%$.

Zeitstabilität $= 10^{-2}$/6h bei Verwendung von Schichtwiderständen der Klasse 5 und ohne Temperaturstabilisierung. Diese schlechte Zeitkonstanz erklärt sich durch den Temperaturkoeffizienten von Schicht-



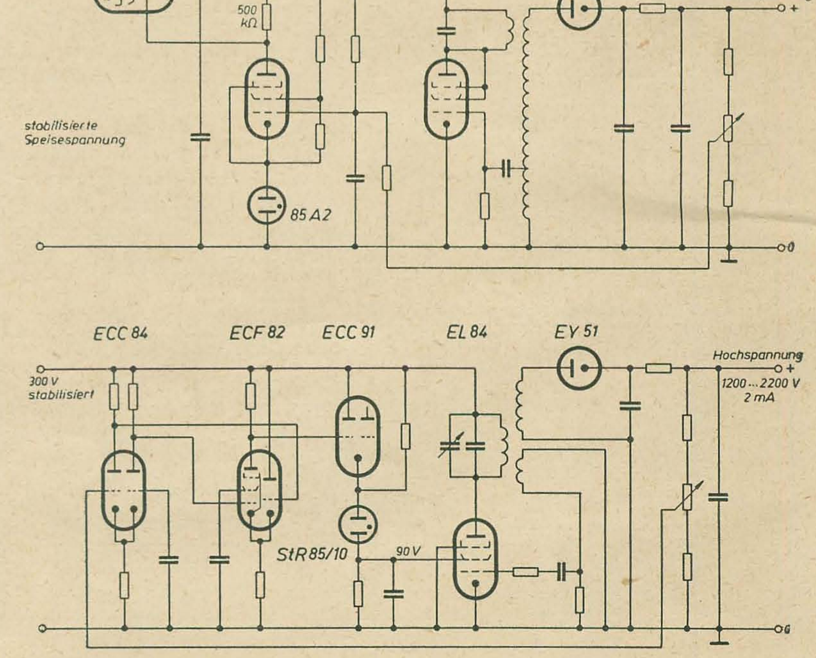


Bild 5 (oben): Schaltung nach O'Toole [6]

Bild 6 (oben rechts): Schaltung nach Frieseke und Hoepfner

Bild 7 (rechts): Schaltung nach Richter [9]. Bei der ECC 91 sind sowohl Anoden als auch Gitter parallel geschaltet

widerständen, der um Größenordnungen höher ist als der von Drahtwiderständen. Die Schaltung nach Bild 6 hat etwa die gleiche Zeitstabilität wie die Schaltung

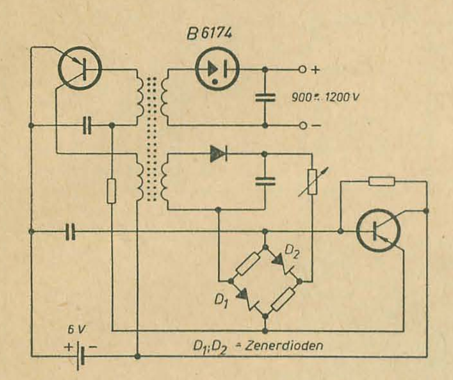


Bild 8: Hochspannungsgerät mit Transistoren [11]

nach Bild 7, ist sonst aber wesentlich schlechter. Ein grundsätzlicher Mangel der Schaltung nach Bild 6 besteht darin, daß die Leistungsröhre an der Anode gesteuert wird und dazu wieder eine Leistungsröhre notwendig ist, während im Bild 7 am Schirmgitter gesteuert wird, wozu nur eine kleine Steuerleistung erforderlich ist.

Transistorisiertes Hochspannungsgerät [11]

Die Resonanzfrequenz des festgekoppelten Oszillators liegt bei 3500 Hz. Bei der Gleichrichterröhre handelt es sich um einen Kaltkatodengleichrichter. Derartige transistorisierte Baugruppen werden heute schon in den Erdsatelliten, Raketen und kerntechnischen Geräten eingebaut.

Zusammenfassung

Während die Schaltungen Bilder 1 und 2 heute mehr historisches Interesse besitzen, werden sehr viele Geräte gebaut, die sich die Grundschaltung von *Higinbotham* oder *Mackenzie* zum Ausgangspunkt nehmen, während die Schaltung von *O'Toole* noch wenig bekannt ist, obwohl sie vorteilhafter zu sein scheint. Für sehr viele Zwecke reicht das Gerät von *Mackenzie* aus. Die Hochfrequenzmethode ist Spannungen über 4000 V vorbehalten. Der Transistorisierung kommt große Bedeutung zu. Dadurch kann nämlich erreicht werden:

a) eine Vergrößerung des Gesamtwirkungsgrades durch Wegfall der für Röhren notwendigen Heizungen,

b) eine Erhöhung der Lebensdauer auf praktisch unbegrenzte Zeit,

c) eine Verringerung des Gewichtes und des Volumens.

(Das Gerät nach Schaltung Bild 8 ist etwa faustgroß.)

Literatur

[1] Hartmann und Bernhard: Fotovervielfacher und ihre Anwendung in der Kernphysik

[2] Steimel: Elektronische Speisegeräte, Franzis-Verlag, München, 1957

[3] Mackenzie: A New Electronic Voltage — Stabilizing Circuit. Proc. I. E. E., 1954, 101, Part. II

[4] Higinbotham: The Review of Scientific Instruments, Vol. 22, 1951, S. 429 ··· 431 Precision Regulated High Voltage Supplies

[5] Fischer: Hochspannungsgerät in Kleinstausführung, radio und fernsehen 21 (1955)

[6] O'Toole: A Small, High Voltage, Regulated Power Supply with Variable Output, Electronic Engineering, Nov. 1959, S. 681

[7] Frieseke und Hoepfner: Beschreibung des Strahlenmeßgerätes FH 49, Erlangen-Bruck

[8] Reiffel: Variable Precision High Voltage Supply, The Review of Scientific Instruments Vol. 27 (1957) S. 62

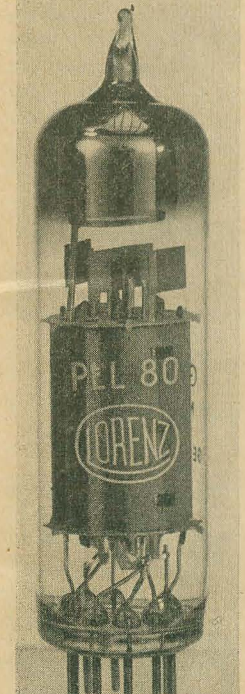
[9] Richter: Bau eines elektronisch stabilisierten Hochspannungsgerätes, TH Dresden, Fak. Kerntechnik, Abt. Strahlenmeßtechnik, Diplomarbeit

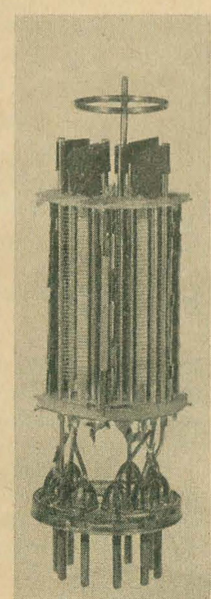
[10] Craggs and Meek: High Voltage Laboratory Technique

[11] Electronics, Nov. 1959, Nr. 13, S. 96. Small Packs for Regulated High Voltage

Neue westdeutsche Rundfunkröhren (2)

FRITZ KUNZE





Die Doppelendpentode ELL 80/PLL 80

Im ersten Teil der Arbeit [radio und fernsehen 19 (1960) S. 622] wurde bereits darauf hingewiesen, daß man zur Einsparung von Röhren im Zweikanalempfänger Verbundröhren benutzen kann und daß es hierfür zwei Wege gibt: eine Kombination von NF-Vorröhre und Endpentode oder Verwendung einer Doppeltriode und einer Doppelendpentode. Letzteren Weg schlägt die Standard Elektrik Lorenz AG ein und hat hierfür die Doppelendpentode ELL 80 bzw. PLL 80 geschaffen.

◄
Bild 1 (links): Die Doppelendpentode PLL 80 (Werkfoto der Standard Elektrik Lorenz AG)

Bild 2 (rechts): Aufbau der PLL 80 (Werkfoto der Standard Elektrik Lorenz AG)

In einem Novalkolben kann man nicht Röhrensysteme mit beliebiger Belastbarkeit unterbringen; die Erwärmung des Glaskolbens und der Systemteile setzt hier eine Grenze. 12 W Anodenverlustleistung, wie bei der EL 84, dürfte hier der höchstzulässige Wert sein. Aus diesem Grunde mußte man ja auch für die EL 34 auf den Oktalkolben zurückgreifen. Der Kolben der EL 34 hat ein 3,4mal so großes Volumen wie der Kolben der EL 84, so daß man hier eine Anodenverlustleistung von 27,5 W zulassen kann. Will man in einem Novalkolben zwei Endpentodensysteme unterbringen, so darf die Anodenverlustleistung jedes Systems nicht größer als 6 W sein. So enthält dann auch die neue Doppelpentode zwei solcher 6-W-Systeme. Die beiden Systeme, ähnlich der EL 95 und auch nahezu datengleich, sind parallel aufrechtstehend auf dem Preßteller montiert (s. Bilder 1

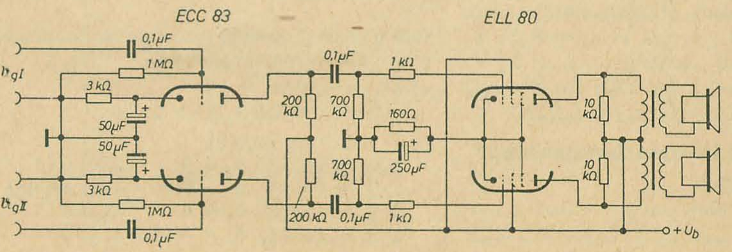


Bild 3: Schaltbild eines Zweikanalverstärkers für Stereofonie mit der ECC 83 und ELL 80

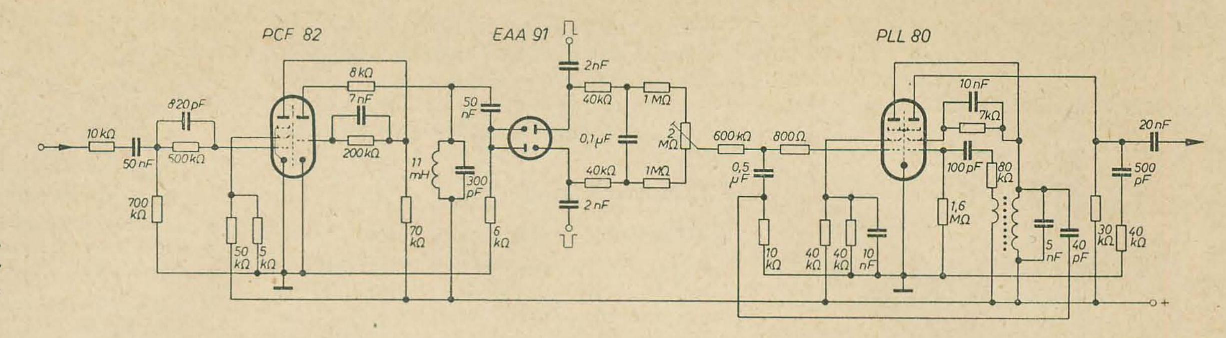
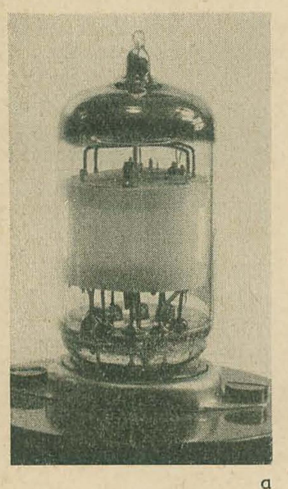
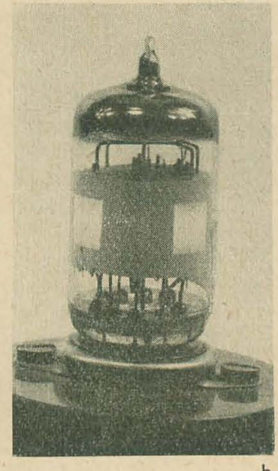
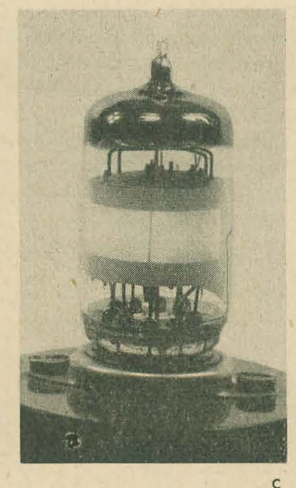


Bild 4: Schaltung einer vollautomatischen Synchronisierschaltung mit der PLL 80 als Horizontalablenkgenerator


a


b


c

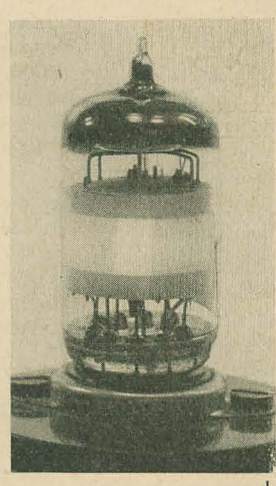

d

Bild 5: Funktionsbilder der EAM 86. a) keine Steuerspannung (U_g = 0 V); b) schwache Steuerspannung; c) Steuerspannung = Schließspannung, d) maximale Steuerspannung (Werkfoto Telefunken)

und 2). Die Katoden beider Systeme sind zusammen mit der Abschirmung und den Bremsgittern an einen gemeinsamen Sockelstift geführt.

Mit der ELL 80 kann man die Endstufen eines Zweikanalverstärkers für Stereofonie aufbauen (Bild 3). Für beide Systeme muß man einen gemeinsamen Katodenwiderstand benutzen, da ja beide Katoden zusammenliegen. Bei U_a = 250 V erhält man pro System eine Sprechleistung von 3 W wie bei der EL 95, bei U_a = 200 V 2,6 W. Die ELL 80 ist also nur für kleinere und mittlere Stereofonieempfänger berechnet. Größere Geräte muß man mit zwei Einzelröhren aufbauen, z. B. mit 2 × EL 84, die ja bis zu 6 W Sprechleistung pro Röhre ergeben. Außerdem kann man mit der ELL 80 auch Gegentaktverstärker aufbauen. Man erhält mit der ELL 80 bei

Klasse	U_b	$N_a\sim$	hie bei k
Gegentakt-AB	250 V	8,5 W	5%
	200 V	5 W	5%
Gegentakt-B	250 V	9,2 W	5%
	200 V	5,5 W	5%

Mit zwei EL 84 erhält man demgegenüber bei U_b = 250 V eine Sprechleistung von 11 W bei einem Klirrfaktor von 3%.

Die ELL 80 und die PLL 80 unterscheiden sich nur durch ihre Heizungswerte. Bei der ELL 80 ist U_f = 6,3 V, I_f = 0,55 A, bei der PLL 80 beträgt U_f = 12 V, I_f = 0,3 A. Die PLL 80 wird im Tonteil des Fernsehempfängers verwendet.

Die PLL 80 als Horizontalablenkgenerator im Fernsehempfänger

Bei den Horizontalablenkgeneratoren hat sich der Sinusoszillator durchgesetzt. Man kann ihn mit einer Triode aufbauen, man kann aber auch das Steuergitter-Schirmgittersystem einer Pentode hierzu benutzen. Im Anodenkreis wird dann ein Netzwerk gelegt, mit dem der Sägezahnanteil der Aussteuerspannung für die PL 36 erzeugt wird. Es hat sich gezeigt, daß man hierfür sehr gut ein System der PLL 80 verwenden kann, obwohl diese Röhre eigentlich nur für die NF-Verstärkung gedacht war. Und zwar nimmt man

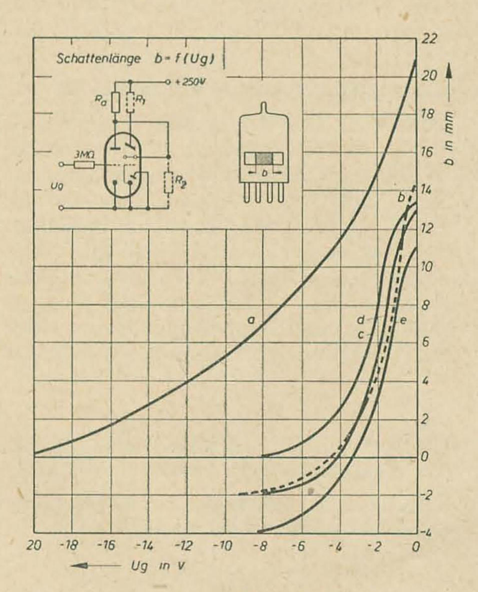


Bild 6: Kennlinienfeld der EAM 86. Zum Vergleich die Kurve a) der EM 84

a) bei der EM 84
$U_b = U_L$ = 250 V, R_a = 500 kΩ

b) ··· e) bei der EAM 86
b) R_a = 200 kΩ, R_1 = 0, R_2 = 0
c) R_a = 100 kΩ, R_1 = 0, R_2 = 400 kΩ
d) R_a = 100 kΩ, R_1 = 0, R_2 = 0
e) R_a = 100 kΩ, R_1 = 10 kΩ, R_2 = 0

hierfür am besten das System II; das System I, bei dem Steuergitter- und Anodenanschluß benachbart sind, ist weniger geeignet.

Die Verwendung einer Pentode an Stelle der Triode hat noch den Vorteil, daß der Innenwiderstand höher ist und die Flankensteilheit wesentlich größer wird. Man kann zum Einstellen des Sperrimpulses im Gitter (in Reihe mit dem Koppelkondensator) einen verhältnismäßig hohen Gitterwiderstand verwenden, wodurch infolge der Gitterstromes der obere Teil der Sinusspannung abgeschnitten wird.

Das System I arbeitet als Nachstimmstufe. Die Regelempfindlichkeit der Schaltung ist sehr groß. Mit einer Regelspannungsänderung von ± 3 V kann man eine Verstimmung von ± 625 Hz erzielen, so daß man eine vollautomatische Synchronisationsschaltung aufbauen kann.

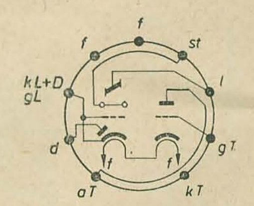


Bild 7: Sockelschaltbild der EAM 86

Bild 4 zeigt eine solche Schaltung. Die PCF 82 ist als Phasen- und Frequenzvergleichsstufe geschaltet. Das System I der PLL 80 arbeitet als Nachstimmstufe, das System II als Horizontalablenkgenerator. Eine solche Schaltung wird man in vielen westdeutschen Fernsehgeräten der Produktion 1961 finden. Natürlich kann man an Stelle der PLL 80 jederzeit auch zwei Röhren PL 95 verwenden.

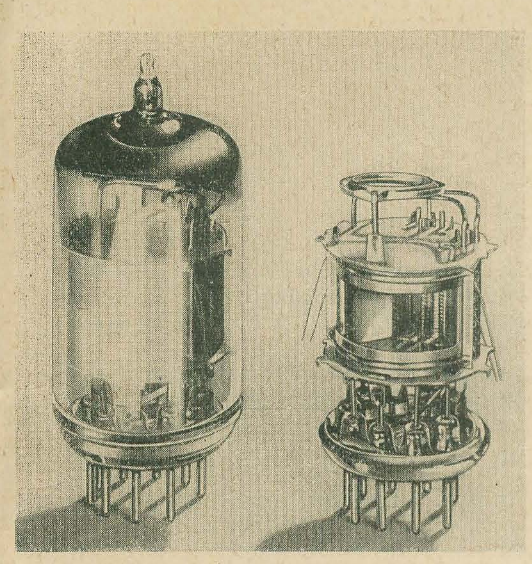


Bild 8: Systemaufbau der EAM 86 (Werkfoto Telefunken)

Die Abstimmanzeigeröhre EAM 86

Die neue Abstimmanzeigeröhre EAM 86 wurde in erster Linie für die Verwendung in Tonbandgeräten geschaffen. Die bisherigen Anzeigeröhren EM 80 und EM 84 benötigen zur vollen Aussteuerung eine Regelspannung von —20 ··· —22 V. Bei den Tonbandgeräten ist die steuernde Gleichspannung aber kleiner als 10 V. So entwickelte man mit der EAM 86 eine Anzeigeröhre, die mit einer Regelspannung von —8 V (bei $U_b = 250$ V) bzw. —6 V (bei $U_b = 200$ V) auskommt. Die EAM 86 ist zwar auch ein Magisches Band, aber anders aufgebaut als die EM 83 und die EM 84.

Das Triodensystem, das zur Verstärkung der Anzeigespannung dient, hat einen Verstärkungsfaktor $\mu = 60$. Seine Katode ist an einen besonderen Sockelstift geführt. Die Triodenanode muß direkt mit dem Steuersteg des Anzeigesystems verbunden werden. Zur Steuerung der Triode muß eine negative Gleichspannung an sein Gitter gelegt werden. Beim Rundfunkempfänger nimmt man sie an der HF-Gleichrichter-Diodenstrecke ab. Beim Tonbandgerät steht eine solche nicht zur Verfügung. Man muß vielmehr die NF-Amplitude gleichrichten, um eine Regelspannung zu erhalten. Für diesen Zweck ist in der EAM 86 noch eine Diodenstrecke eingebaut, die die gleiche Katode wie das Anzeigesystem hat. Das Anzeigegitter g_L ist innerhalb der Röhre mit der Katode verbunden.

Die Leuchtschicht ist auf dem Innern des Glaskolbens aufgebracht, wodurch eine nahezu parallaxenfreie Betrachtung möglich ist. Die Anzeige erfolgt in Form von zwei leuchtenden Bändern von den beiden Schmalseiten der Leuchtschicht aus. Während bei der EM 84 das Leuchtband längs der Längsachse der Röhre verläuft, ist es bei der EAM 86 quer zur Längsachse angeordnet. Es ist entsprechend der Kolbenform halbrund und schließt sich mit wachsender Regelspannung zangenförmig (s. Bild 5). Bei der EM 84 entspricht die Schließspannung der maximalen Regelspannung. Bei der EAM 86 dagegen ist die Schließspannung meist ungefähr halb so groß wie die maximale Regelspannung. Ist die Regelspannung größer, so überlappen sich die beiden Leuchtbänder, und es entsteht in der Mitte eine besonders helle Zone (s. Bild 5d). Die Länge der Schattenzone sowie die Schließspannung hängen von der Dimensionierung der Schaltung ab. In der Grundschaltung: U_b und $U_L = 250$ V, $R_a = 100$ kΩ (s. Bild 6, Kennlinie d), beträgt die maximale Regelspannung —8 V, die Schließspannung —4 V. Von —4 V bis zu —8 V überlappen sich die Leuchtbänder bis zu 2 mm. Vergrößert man den Anodenwiderstand auf 200 kΩ, so wird die maximale Regelspannung $U_g = -9$ V und die Schließspannung —4,5 V (Kennlinie b). Bei $U_b = 200$ V ist $U_{reg\,max} = -6$ V, $U_{schließ}$ hierbei —3 V.

Fügt man in die Leuchtanodenleitung einen Widerstand (R_1) von 10 kΩ ein, so überlappen sich die Leuchtbänder bis zu 4 mm (s. Kennlinie e im Bild 6). Wird dagegen der Ablenksteg nicht nur mit der Triodenanode, sondern über einen Widerstand von 400 kΩ auch noch mit der Katode des Leuchtsystems verbunden, so findet keine Überlappung statt, die Schließspannung deckt sich also mit der maximalen Regelspannung (Kennlinie c). Die mit Leuchtschicht bedeckte Fläche ist, über dem Glaskolben gemessen, etwa 19 mm lang. Die maximale Länge des Schattenbereichs ist bei $U_b = 250$ V und $R_a = 100$ kΩ 11 ··· 13 mm. Es sind also bei $U_g = 0$ V immer noch an beiden Enden des Leuchtschichtbandes 3 bis 4 mm breite leuchtende Streifen vorhanden, die die Betriebsbereitschaft anzeigen. Bild 5a zeigt die Verhältnisse.

Die EAM 86 kann natürlich auch in Rundfunkgeräten als Anzeigeröhre verwendet werden. Die Diodenstrecke kann man in diesem Falle zur Erzeugung der Regelspannung des Geräts benutzen.

Meßwerte des Triodensystems

U_a	250	V
U_g	—2	V
I_a	10	mA
S	5,5	mA/V
μ	60	
R_i	10,9	kΩ

Meßwerte des Diodensystems

U_d	5	V
I_d	0,6	mA

Betriebswerte. Steuersteg mit der Triodenanode verbunden.

$R_1 = 0$, $R_2 = 0$, $R_a = 100$ kΩ, $R_g = 3$ MΩ

Leuchtschirm- und Betriebsspannung	250	200	V
Gittervorspannung (Regelspannung)	0 ··· —8	0 ··· —6	V
Schließspannung	—4	—3,5	V
Anoden- und Stegstrom	1,8 ··· 0,5	1,4 ··· 0,35	mA
Leuchtschirmstrom	3,2 ··· 4	2,5 ··· 3	mA
Schattenlänge	13 ··· —2	11 ··· —2	mm

Grenzwerte

Leuchtschirmspannung	170 ··· 250	V
Anoden- und Stegspannung	300	V
Anodenbelastung	1	W
Diodenspitzenspannung	—150	V
Diodengleichstrom	1	mA
Diodenspitzenstrom	5	mA
Katodenstrom des Triodensystems	15	mA
Katodenstrom des Anzeigesystems	5	mA
Spannung Faden-Katode des Triodensystems	±250	V
Spannung Faden-Katode des Anzeigesystems	±100	V

Die AW 59-90, eine neue Bildröhre mit scharfen Ecken

Die im Heft 17[1]) angekündigte westdeutsche Bildröhre mit 110° Ablenkung und scharfen Ecken ist jetzt unter der Bezeichnung AW 59-90 herausgekommen; sie wird von Telefunken, Valvo, Siemens und Lorenz gefertigt. Die Röhre enthält die Elektronenkanone der AW 53-88 und entspricht damit auch in den Betriebsdaten dieser Röhre[2]).

Fast alle westdeutschen Hersteller von Fernsehgeräten haben jetzt zumindest einen Teil ihrer Empfänger auf die neue Röhre umgestellt. Die neuen Geräte sind 50 ··· 100 DM teurer geworden; da sie aber jetzt „mit einer 59-cm-Bildröhre bestückt" angepriesen werden, erscheint dem Laien dieser Preisaufschlag berechtigt.

Der Schirm der neuen Röhre ist in der horizontalen (Längs-)Richtung ein ganz klein wenig weniger gewölbt. Trotzdem aber ist die Röhre nicht kürzer geworden; im Gegenteil, sie ist 5 mm länger als die AW 53-88. Das hat seine Ursachen. Behält man den horizontalen Ablenkwinkel von 105° und den vertikalen Ablenkwinkel von 87° wie bei der AW 53-88 bei, so muß der diagonale Ablenkwinkel auf 114° vergrößert werden, damit die jetzt nicht mehr abgerundeten Ecken voll ausgeschrieben werden. Solche Röhren werden z. B. von Sylvania hergestellt. Ein Ablenkwinkel von 114° erfordert aber eine größere Ablenkleistung. Zumindest die Ablenkeinheiten müßten neu gestaltet werden. Bleibt man aber bei einem diagonalen Ablenkwinkel von 110°, so müssen die vertikalen und horizontalen Ablenkwinkel verkleinert werden. Das bedingt aber eine geringe Vergrößerung der Kolbenhöhe. Diesen Weg hat man bei der AW 59-90 beschritten. Man kann jetzt die Ablenkeinheiten und damit die Gerätechassis der Fernsehgeräte für die AW 53-88 beibehalten. Der horizontale Ablenkwinkel der AW 59-90 beträgt 99°, der vertikale Ablenkwinkel 82°.

In der vertikalen Richtung ist auf dem größten Teil der Schirmfläche anscheinend jede Krümmung (mit Ausnahme des Randes, des Überganges zum Kolben) weggefallen. Der Bildschirm ist gewissermaßen aus einem Zylinder herausgeschnitten. Die Seitenverzerrungen sind jetzt schwächer.

Die AW 59-90 hat einen metallhinterlegten Grauglasschirm und wird wie die übrigen 110°-Bildröhren ohne Ionenfalle betrieben. Sie hat keine aufgekittete Schutzscheibe, ist also keine Bonded-Shield-Röhre.

Es ist zu erwarten, daß die AW 53-88 durch die AW 59-90 fast völlig verdrängt wird, da kaum noch ein Fabrikant ein Gerät mit einer 53-cm-Röhre entwickeln wird. Die Frage, ob später auch an Stelle der AW 43-88 eine 48-cm-Röhre mit scharfen Ecken treten wird, ist noch offen.

Fritz Kunze

[1]) „Neue Bauformen von Bildröhren", radio und fernsehen 17 (1960) S. 537.

[2]) Röhreninformation „Neue Röhren für die 110°-Technik", radio und fernsehen 9 (1959) S. 295.

Der parametrische Verstärker (3)

EBERHARD BAUMANN

Eine genauere Einführung in die Theorie

Die in den vorhergehenden Abschnitten aufgestellten Beziehungen erbrachten trotz ihrer Einfachheit erstaunlich wichtige Zusammenhänge zwischen den beteiligten physikalischen Größen. Die Aussagekraft der genannten Gleichungen ist damit aber praktisch erschöpft. Weitere sehr wichtige Fragen, z. B. nach der tatsächlichen Verstärkung des beschalteten Verstärkers, nach seiner Bandbreite oder Stabilität oder aber nach den Bedingungen des linearen Arbeitens, mußten unbeantwortet bleiben. Im folgenden soll daher eine etwas tiefergehende Betrachtung gezeigt werden. Dabei beschränkt sich der Stoff auf die Behandlung des kapazitiven Verstärkers, der als wesentliches nichtlineares Element eine nichtlineare Kapazität besitzt. Ganz abgesehen davon, daß diese Verstärkerart im Moment auch in der Praxis die größere Rolle spielt, ist eine solche Einschränkung unwesentlich, da die Rechnung im induktiven Falle ähnlich verläuft.

Die Vierpolgleichungen des Verstärkerkernes

Wie man sofort erkennt, sind die in den Bildern 2[1]) und 3[1]) dargestellten parametrischen Verstärkerkerne Sechspole und als solche mathematisch recht aufwendig zu behandeln. Da jedoch das Geschehen an den „Pump"-Klemmen in bezug auf die Verstärkerwirkung recht wenig interessiert (dies ist erst wichtig,

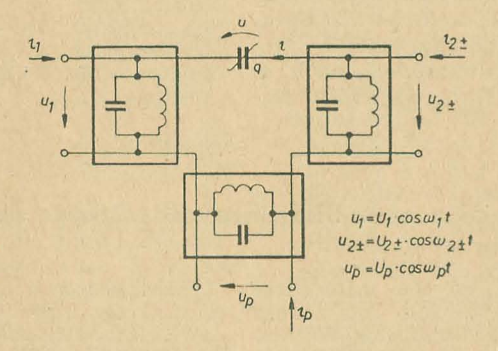


Bild 7: Kern des mit Parallelkreisen arbeitenden parametrischen Verstärkers

wenn z. B. die aufzubringende Pumpleistung zu ermitteln ist), wird daher der pV in seinen Verstärkereigenschaften vollständig durch das Geschehen an seinen Signal-Klemmenpaaren 1 und 2 beschrieben. Ähnlich verhält es sich beim normalen Röhrenverstärker. Auch hier betrachtet man nur die Signal-Ein- und Ausgangsklemmen, während der Einfluß weiterer Klemmenpaare (z. B. Anodenspannungs- und/oder Heizspannungsversorgung) lediglich in der Angabe der gerade eingestellten Steilheit usw. zum Ausdruck kommt.

Zur Berechnung dieser wichtigen Vierpolbeziehungen soll der Verstärkerkern nach Bild 3 zugrunde liegen, da die Energieauskopplung mittels Parallelschwingkreisen die geläufigere ist (die entsprechende Rechnung für den Kern nach Bild 2[1]) verläuft wieder ganz ähnlich). Bild 7 zeigt diesen Kern noch einmal mit den wichtigsten auftretenden elektrischen Größen. Dabei deutet der Index 2 oder bei besonderer Betonung des Sachverhaltes auch $2\pm$ an, daß die Betrachtung hier in gleicher Weise für Aufwärts- und Abwärtsverstärker Gültigkeit besitzt. Zwischen den neu benötigten Kreisfrequenzen und den bisher nur aufgetretenen physikalischen Frequenzen bestehen die bekannten einfachen Relationen $\omega_1 = 2\,\pi f_1$, $\omega_p = 2\,\pi f_p$ usw.

Bezeichnet man mit q und u die Ladung und Spannung am nichtlinearen Kondensator, so sind beide nach einem bestimmten, voraussetzungsgemäß nichtlinearen Gesetz

$$q = \varphi(u) \tag{11}$$

miteinander verknüpft, dessen spezifische Gestalt natürlich von der Art der verwendeten Kapazität abhängt. Diese Ladungs-Spannungs-Charakteristik sei z. B. von der im Bild 8a dargestellten Form.

Aus Bild 7 läßt sich nun für die Spannung am nichtlinearen Kondensator unter Beachtung der eingetragenen Spannungsrichtungen sofort

$$u = u_p + u_{2\pm} - u_1 \tag{12}$$

ablesen. Die beiden letzten Terme der vorzeichenbehafteten Summe sind dabei die am Kondensator stehenden Signalspannungen. Im allgemeinen sind diese nun im Vergleich zur Pumpspannung sehr klein (man denke nur an das wichtigste Anwendungsgebiet des pV, der Verstärkung sehr schwacher Signale!). Es ist deshalb:

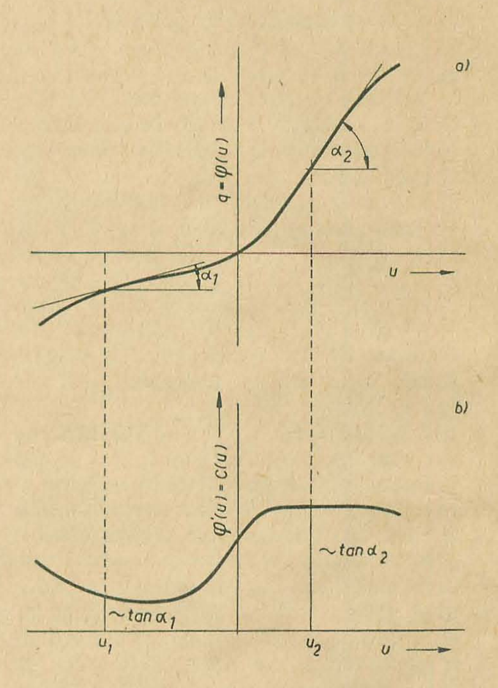


Bild 8: Zusammenhang zwischen differentieller Kapazität C (u) und der Ladungs-Spannungs-Charakteristik

$$u_{2\pm} - u_1 = \Delta u = U_{2\pm} \cdot \cos(\omega_{2\pm} \cdot t) - U_1 \cdot \cos\omega_1 \cdot t. \tag{13}$$

Entwickelt man (11) in eine Taylorreihe u_p um und bricht diese nach dem zweiten Glied ab, so ist weiterhin:

$$q(u_p + \Delta u) = \varphi(u_p) + \frac{d\varphi(u_p)}{du_p} \cdot \Delta u. \tag{14}$$

Bei Abwesenheit von Signalen ist $\Delta u = 0$ und es verbleibt eine Restladung von

$$q(u_p) = \varphi(u_p) \tag{15}$$

auf dem Kondensator.

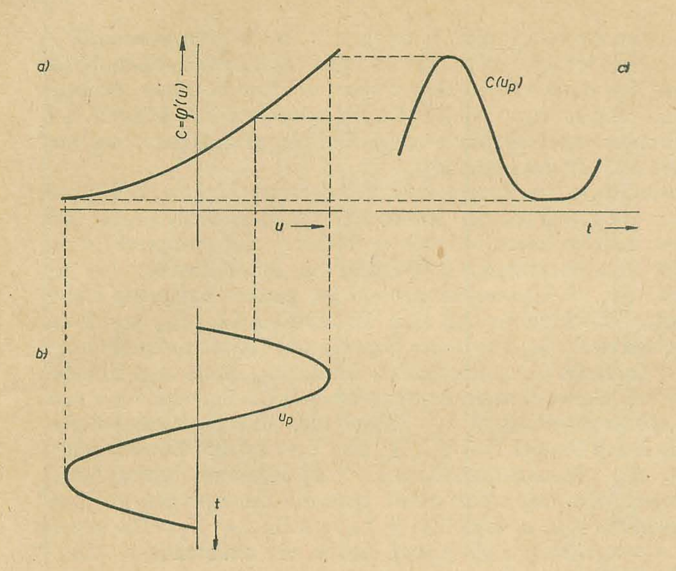
Interessant ist nun die Ladungsänderung, die allein durch die Anwesenheit von Signalen hervorgerufen wird. Sie ist nach (14) und (15) einfach:

$$\Delta q = q(u_p + \Delta u) - q(u_p) = \frac{d\varphi(u_p)}{du_p} \cdot \Delta u = \varphi'(u_p) \cdot \Delta u. \tag{16}$$

In diesem Ausdruck beansprucht die Größe $\varphi'(u_p)$ wieder das besondere Interesse. Während $\varphi'(u)$ ganz allgemein den Differentialquotienten der q-u-Beziehung und damit die sogenannte differentielle Kapazität darstellt (s. Bild 8b), ist speziell $\varphi'(u_p)$ eine mit ω_p periodisch schwankende Kapazität, da ja $u_p = U_p \cdot \cos\omega_p \cdot t$ ebenfalls periodisch ist. Wegen der Nicht-

---

[1]) Bilder 2, 3 und 6: siehe radio und fernsehen 20 (1960). S. 651 und 652.



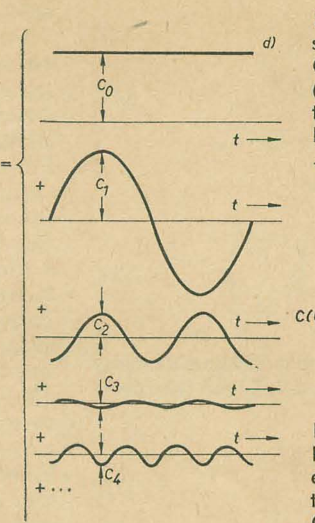


Bild 9: Fourierzerlegung der periodisch gesteuerten Kapazität; a) gegebene Kennlinie $C = \varphi'(u)$, b) die ansteuernde Spannung u_p (Pumpspannung), c) der Zeitverlauf der resultierenden Kapazität, d) die Fourierzerlegung bis zur vierten Harmonischen von c)

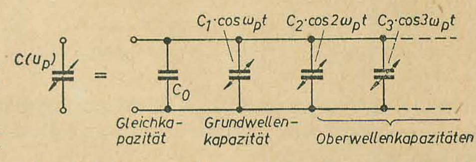


Bild 10: Formale Äquivalenz des „gepumpten" Kondensators C (u_p) mit der Parallelschaltung einer konstanten Kapazität C_0 (Gleichkapazität) mit Grund- und Oberwellenkapazitäten C_1, C_2 usw.

linearität von $\varphi'(u_p)$ ändert sich diese Kapazität, die nunmehr C (u_p) sein soll, allerdings nicht mehr harmonisch, sondern in irgendeiner Form verzerrt. Nach Fourier läßt sich aber ein derartiger Zeitverlauf immer in harmonische, d. h. sinus- oder cosinusförmige Komponenten zerlegen.
Unter einigen vereinfachenden Voraussetzungen ist danach:

$$\varphi'(u_p) = C(u_p) = C(U_p \cdot \cos \omega_p \cdot t)$$
$$= C_0 + C_1 \cos \omega_p \cdot t + C_2 \cos 2\omega_p \cdot t + C_3 \cos 3\omega_p \cdot t + \ldots, \quad (17)$$

wobei C_0, C_1 usw. die sogenannten Fourierkoeffizienten darstellen. Diese sind bei der vereinfachten Darstellung zugleich auch die Amplituden der Grund- und Oberwellen. Ein solcher Zerlegungsvorgang wurde zur Veranschaulichung im Bild 9 dargestellt.
Vergleicht man die physikalischen Dimensionen der Größen in (17), so erkennt man, daß die auftretenden Koeffizienten ihrer Natur nach Kapazitäten sind. Gleichung (17) stellt daher nichts anderes als die Parallelschaltung einer konstanten Kapazität C_0 (mittlere oder Gleichkapazität) mit solchen C_1, C_2 usw. dar. Letztere ändern sich zeitlich sinusförmig, und zwar je nach Index mit der Pumpfrequenz (Grundwellen-Kapazität) oder deren höheren Harmonischen (Oberwellen-Kapazitäten). Im Bild 10 ist dies veranschaulicht.
Infolge des Vorhandenseins der ideal gedachten Filter F_1 und F_2, die als Parallelschwingkreise bei sämtlichen Frequenzen außer ihren Resonanzfrequenzen Kurzschlüsse darstellen sollen, kann die Pumpenergie nicht an den Klemmen 1 oder 2 auftreten. Auf diese Weise ist die periodische Kapazitätsänderung, die durch (17) zum Ausdruck kommt, tatsächlich auch die einzige Wirkung der Pumpe. Es kann daher der gesamte Pumpstromkreis im Ersatzschaltbild fortfallen, wenn dafür die „pumpende" Kapazität C (u_p) eingetragen wird. Bild 11 zeigt die bereits angedeutete vierpolige Darstellung des Verstärkerkernes.
Mit dem gefundenen Ausdruck für C(u_p) bzw. $\varphi'(u_p)$ und Gleichung (16) sowie mit Δu nach (13) ergibt sich als signalbeeinflußte Ladungsänderung:

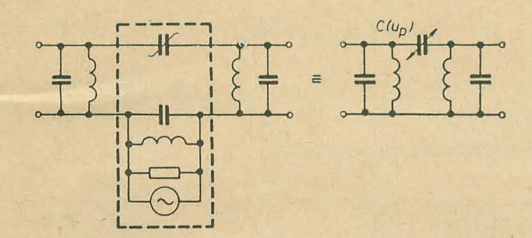


Bild 11: Vierpolige Darstellung des Verstärkerkernes mit Parallelschwingkreisen, links die ursprüngliche Darstellung, rechts ist die nichtlineare Kapazität sowie die Pumpquelle durch die „pumpende" Kapazität C (u_p) ersetzt worden

$$\Delta q = [C_0 + C_1 \cos \omega_p \cdot t + C_2 \cos 2\omega_p \cdot t + \ldots] \cdot [U_{2\pm} \cos \omega_{2\pm} \cdot t - U_1 \cos \omega_1 \cdot t]. \quad (18)$$

Auf die beim Ausmultiplizieren der Klammern entstehenden Produkte läßt sich die einfache trigonometrische Umformung

$$\cos\alpha \cdot \cos\beta = \frac{1}{2}\cos(\alpha + \beta) + \frac{1}{2}\cos(\alpha - \beta)$$

anwenden. Somit wird dann:

$$\Delta q = C_0 \{U_{2\pm} \cdot \cos \omega_{2\pm} \cdot t - U_1 \cos \omega_1 \cdot t\} +$$
$$+ \frac{C_1}{2} \{U_{2\pm} [\cos(\omega_p + \omega_{2\pm}) t + \cos(\omega_p - \omega_{2\pm}) t]$$
$$- U_1 [\cos(\omega_p + \omega_1) t + \cos(\omega_p - \omega_1) t]\} + + \ldots\ldots \quad (19)$$

Wie man sieht, entsteht eine große Mannigfaltigkeit neuer Frequenzen, was infolge der Anzahl der Oberwellenkapazitäten ja auch nicht anders zu erwarten ist. Interessant und von außen einzig wahrnehmbar sind jedoch nur die Ladungsänderungen der beiden Frequenzen, auf die die Parallelkreise F_1 bzw. F_2 abgestimmt sind. Es ist daher für die weitere Rechnung die Größe von f_2 bzw. ω_2 genau zu fixieren. Wie schon bekannt ist, gibt es die beiden Möglichkeiten, entweder $\omega_2 = \omega_{2+} = \omega_p + \omega_1$ (Aufwärtsverstärker) oder aber $\omega_2 = \omega_{2-} = \omega_p - \omega_1$ (Abwärtsverstärker) zu wählen.
Beschränkt man sich zunächst auf den Aufwärtsverstärker, so vereinfacht sich damit Gleichung (19) zu:

$$\delta q = U_{2+} \cdot C_0 \cdot \cos \omega_{2+} \cdot t + U_{2+} \cdot \frac{C_1}{2} \cdot \cos \omega_1 \cdot t$$
$$- U_1 \cdot C_0 \cdot \cos \omega_1 \cdot t - U_1 \cdot \frac{C_1}{2} \cdot \cos \omega_{2+} \cdot t, \quad (20)$$

wenn mit δq die nach außen in Erscheinung tretende Ladungsänderung bezeichnet wird. Diese Größe enthält danach nur die Frequenzen ω_1 und ω_{2+}, so daß man auch

$$\delta q = Q_{2+} \cos \omega_{2+} \cdot t - Q_1 \cos \omega_1 \cdot t \quad (21)$$

schreiben kann. Vergleicht man die Gleichungen (20) und (21), so sind beide nur dann identisch gleich, wenn die Glieder mit jeweils gleichen Frequenzen für sich gleich sind. Aus dieser Bedingung ergibt sich ganz einfach das Gleichungspaar:

$$Q_1 = C_0 \cdot U_1 - \frac{C_1}{2} U_{2+},$$
$$Q_{2+} = -\frac{C_1}{2} U_1 + C_0 \cdot U_{2+}. \quad (22)$$

Viel mehr noch als die Ladungen interessieren die entsprechenden Signalströme $\mathfrak{J}_1$ und $\mathfrak{J}_{2+}$. In bekannter Weise ergeben sich diese durch Differentiation der Ladungen nach der Zeit, oder, wenn man Gleichung (22) komplex deutet, durch Multiplikation mit dem Faktor $j\omega$ (d. h. je nach Frequenz mit $j\omega_1$ oder $j\omega_{2+}$).

Damit ist:

$$\mathfrak{I}_1 = j\omega_1 \cdot C_0 \cdot U_1 - j\omega_1 \cdot \frac{C_1}{2} \cdot U_{2+}$$

und (23)

$$\mathfrak{I}_{2+} = -j\omega_{2+} \cdot \frac{C_1}{2} \cdot U_1 + j\omega_{2+} \cdot C_0 \cdot U_{2+},$$

oder in der bequemen Matrizenschreibweise:

$$\begin{pmatrix} \mathfrak{I}_1 \\ \mathfrak{I}_{2+} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} j\omega_1 \cdot C_0 & -j\omega_1 \frac{C_1}{2} \\ -j\omega_{2+} \cdot \frac{C_1}{2} & j\omega_{2+} \cdot C_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}. \qquad (24)$$

Für den Abwärtsverstärker — Abstimmung des Sekundärkreises auf f_{2-} — ergibt eine analoge Rechnung die ähnlichen Vierpolgleichungen:

$$\mathfrak{I}_1 = j\omega_1 \cdot C_0 \cdot U_1 - j\omega_1 \cdot \frac{C_1}{2} \cdot \overline{U}_{2-},$$

$$\overline{\mathfrak{I}}_{2-} = j\omega_{2-} \cdot \frac{C_1}{2} \cdot U_1 - j\omega_{2-} \cdot C_0 \cdot \overline{U}_{2-}, \qquad (25)$$

bei denen allerdings sekundärseitig die konjugiert komplexen Größen (durch Überstreichung gekennzeichnet) einzusetzen sind. In Matrizenform geschrieben lautet Gleichung (25) entsprechend:

$$\begin{pmatrix} \mathfrak{I}_1 \\ \overline{\mathfrak{I}}_{2-} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} j\omega_1 \cdot C_0 & -j\omega_1 \cdot \frac{C_1}{2} \\ j\omega_{2-} \cdot \frac{C_1}{2} & -j\omega_{2-} \cdot C_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ \overline{U}_{2-} \end{pmatrix} \qquad (26)$$

Diese wichtigen Vierpolgleichungen (23) und (25) bzw. ihre Matrizenformen (24) und (26) verknüpfen die Signalströme mit den entsprechenden Spannungen. Die Vierpolmatrizen der Gleichungen (24) und (26) sind daher nach der üblichen Bezeichnungsweise die Leitwertmatrizen der Anordnung. Ihre Elemente oder auch Parameter sind interessanterweise rein imaginäre Größen, und da sie in keiner Weise von den Signalspannungen oder -strömen abhängen, sind die Beziehungen zwischen Vierpol-Ein- und Ausgang völlig linear. Diese Linearität, die eine wichtige Eigenschaft vieler Verstärker ist, ergab sich aus dem beim linearen Glied abgebrochenen Taylorreihenansatz (14). Die Rechtfertigung dieses Vorgehens und damit der ganzen Ableitung ist aber gerade wieder durch die Konzeption „kleiner Signale" gegeben. Die Verhältnisse sind in dieser Beziehung vollkommen analog zu denen des Röhren- oder Transistorverstärkers.

Bevor mit den Gleichungen (23) ··· (26) weitergerechnet wird, sei hier kurz eine interessante Diskussion eingefügt: Setzt man die Pumpe des pV-Kernes außer Betrieb (also $u_p = 0$), so wird die nichtlineare Kapazität nicht ausgesteuert und es existiert zwar die Gleichkapazität C_0 (im allgemeinen verschieden von der bei Aussteuerung wirkenden), nicht aber die Grund- und Oberwellenkapazitäten. Dies ist aus Bild 9 leicht zu ersehen. Für $C_1 = 0$ wird aber z. B. aus Gleichung (23):

$$\mathfrak{I}_1 = j\omega_1 \cdot C_0 \cdot U_1$$

und (27)

$$\mathfrak{I}_{2+} = j\omega_{2+} \cdot C_0 \cdot U_{2+}.$$

In diesen Gleichungen erscheinen jetzt Ein- und Ausgangsgrößen vollständig getrennt, — entkoppelt: Eine Spannung U_1 an den Klemmen 1 hat nur einen Strom $\mathfrak{I}_1$ zur Folge und kann keinerlei Wirkungen auf Seite 2 zeigen und umgekehrt. Eine Verkoppelung und damit die Möglichkeit eines Energieaustausches zwischen Seite 1 und 2 und einer Verstärkerwirkung überhaupt ist tatsächlich erst mit Inbetriebnahme der Pumpe möglich. In diesem Falle wird C_1 nicht mehr gleich Null sein, so daß wieder die vollständigen Gleichungen (23) gelten. Das gleiche Ergebnis wurde bereits vorher mit den Manley-Rowe-Beziehungen hergeleitet.

Die Vierpolgleichungen des gesamten Verstärkers

Es ist jetzt der Kern zur gesamten Verstärkerschaltung zu ergänzen. Wie schon angedeutet wurde, existiert eine große Vielfalt von Schaltungsmöglichkeiten (s. Bild 6[1])). Es soll daher nur der vorerst wichtigste Fall, der Verstärker mit einfachen Schwingkreisen als Kopplungselemente, betrachtet werden. Dabei wird wieder der Aufwärtsverstärker ausführlicher behandelt und für den Abwärtsverstärker nur das interessierende Schlußergebnis angegeben. Infolge der prinzipiellen Ähnlichkeit der Beziehungen von Abwärts- und Geradeausverstärker sei der letztere dabei vernachlässigt.

Das Schaltbild des kompletten Aufwärtsverstärkers mit Resonatoren (Schwingkreisen) ist im Bild 12 dargestellt (dabei gilt auf der rechten Seite nur der +-Index!) und entspricht vollständig der schematischen Darstellung des Bildes 6 a. An die ω_1-Seite des pV-Kernes ist der auf die gleiche Frequenz abgestimmte Schwingkreis mit den Elementen L_{k1}, C_{k1} und dem Verlustleitwerk G_{k1} sowie die Signalquelle (Urstromquelle und innerer Leitwert G_s) angeschaltet. An der ω_{2+}-Seite liegt ein entsprechend abgestimmter Schwingkreis (L_{k2}, C_{k2} und G_{k2}) und der Verbraucherleitwert G_L. Interessant sind die Beziehungen zwischen den Größen $\mathfrak{I}_1'$, U_1', $\mathfrak{I}_2'$ und $U_2'{}_+$ an den Klemmen des neuen, die Zusatzschaltelemente enthaltenden umrandeten Vierpoles. Wie man sofort sieht, sind die Spannungen die gleichen geblieben, d. h. es ist $U_1' = U_1$ und $U_2'{}_+ = U_{2+}$. Die neuen Ströme vergrößern sich jedoch durch die zusätzlichen Ableitungen. So ist:

$$\mathfrak{I}_1' = \mathfrak{I}_1 + \left(G_s + G_{k1} + j\omega_1 \cdot C_{k1} + \frac{1}{j\omega_1 \cdot L_{k1}}\right) U_1$$

und (28)

$$\mathfrak{I}_{2+}' = \mathfrak{I}_{2+} + \left(G_L + G_{k2} + j\omega_{2+} \cdot C_{k2} + \frac{1}{j\omega_{2+} \cdot L_{k2}}\right) U_{2+}.$$

Unter Berücksichtigung der Gleichungen (23) bzw. (24) lautet daher das neue Vierpol-Gleichungspaar:

$$\mathfrak{I}_1' = \left[G_s + G_{k1} + j\omega_1 (C_0 + C_{k1}) + \frac{1}{j\omega_1 \cdot L_{k1}}\right] U_1' - j\omega_1 \cdot \frac{C_1}{2} \cdot U_2'{}_+$$

und (29)

$$\mathfrak{I}_2' = -j\omega_{2+} \cdot \frac{C_1}{2} \cdot U_1' + \left[G_L + G_{k2} + j\omega_{2+}(C_0 + C_{k2}) + \frac{1}{j\omega_{2+} \cdot L_{k2}}\right] U_2'{}_+.$$

Die Ausdrücke in den eckigen Klammern stellen die aus- und eingangsseitigen Schwingkreise dar. Wie man allerdings aus den Summentermen $C_0 + C_{k1}$ bzw. $C_0 + C_{k2}$ erkennt, geht die „mittlere" Kapazität des nichtlinearen Kondensators (der Gleichanteil der Fourierzerlegung) frequenzbestimmend mit ein. Auch erhöhen Last- und Signalquellenleitwerte die Kreisdämpfungen.

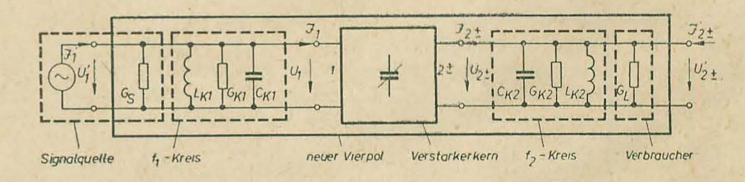


Bild 12: Vollständiges Schaltbild des pV mit Resonatoren

Führt man zur Vereinfachung der Ausdrücke die Kreisbandbreiten

$$B_1 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{G_s + G_{s1}}{C_0 + G_{k1}} \quad \text{und} \quad B_2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{G_L + G_{k2}}{C_0 + C_{k2}} \qquad (30)$$

sowie die Resonanzfrequenzen

$$\omega_{res_1} = \frac{1}{\sqrt{L_{k1}(C_0 + C_{k1})}} \quad \text{und} \quad \omega_{res_2} = \frac{1}{\sqrt{L_{k2}(C_0 + C_{k2})}} \qquad (31)$$

ein, so vereinfachen sich die Gleichungen (29) mit der Verstimmung

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi}(\omega_1 - \omega_{res_1}) = \frac{1}{2\pi}(\omega_{2+} - \omega_{res_2}) \qquad (32)$$

zu:

$$\mathfrak{I}_1' = (G_s + G_{k1})\left(1 + 2j\frac{\Delta f}{B_1}\right) \cdot U_1' - j\omega_1 \cdot \frac{C_1}{2} \cdot U_2'{}_+$$

und (33)

$$\mathfrak{I}_2' = -j\omega_{2+} \cdot \frac{C_1}{2} \cdot U_1' + (G_L + G_{k2})\left(1 + 2j\frac{\Delta f}{B_2}\right) U_2'{}_+.$$

Hierbei wurde eine kleine Verstimmung von der Resonanzlage vorausgesetzt. Für den ergänzten Abwärtsverstärker lauten die gleichen Beziehungen, durch ähnliche Rechnung gewonnen:

$$\mathfrak{J}_1' = (G_s + G_{k1})\left(1 + 2j\frac{\Delta f}{B_1}\right) \cdot U_1' \quad - j\,\omega_1 \frac{C_1}{2} \cdot \overline{U}_2'_-$$

und (34)

$$\overline{\mathfrak{J}}_2'_- = j\,\omega_{2-} \cdot \frac{C_1}{2} \cdot U_1' + (G_1 + G_{k2})\left(1 + 2j\frac{\Delta f}{B_2}\right) \cdot U_2'_-,$$

wobei die überstrichenen Größen wieder die konjugiert komplexen Werte der ungestrichenen sind.
Die Gleichungen (33) und (34) sind die wichtigen Vierpolgleichungen des pV nach Bild 12 bei Aufwärts- und Abwärtsbetrieb. Sie beschreiben den Verstärker in universeller Weise und gestatten die Berechnung sämtlicher elektrischer Eigenschaften, soweit zufällige Prozesse (Rauschen) und Abweichungen der Schaltelemente von den idealisierten Formen keine Rolle spielen. Sie gelten ebenfalls noch, wenn die idealisierten Filter F_1 und F_2 des pV-Kernes [Bilder 2[1]) und 3[1])] gänzlich weggelassen werden — sie sind ja in der Idealgestalt sowieso nicht verfügbar—, da die zur Ankopplung ohnehin erforderlichen Resonatoren (C_{k1}, L_{k1}, G_{k1} usw. im Bild 12) meist eine ausreichende Güte besitzen.

Verstärkungsgrad und Bandbreite

Aus der Vielzahl der elektrischen Eigenschaften eines Verstärkungsvierpoles interessieren besonders Verstärkungsgrad und Bandbreite.
Der Verstärkungsgrad (Leistungsverstärkung) v einer Anordnung ist nach Definition gleich dem Verhältnis der am Lastwiderstand verfügbaren Leistung $N_L = |U_2'{}_\pm|^2 \cdot G_L$ zur Leistung $N_{s\,max} = \frac{|\mathfrak{J}_1'|^2}{4 \cdot G_s}$, die die Signalquelle maximal (d. h. bei Anpassung) abgeben kann:

$$v_1 = 4 \cdot G_L \cdot G_s \frac{|U'_2{}_\pm|^2}{|\mathfrak{J}'_1|^2}. \qquad (35)$$

Zur Berechnung des Quotienten bedenke man, daß die Sekundärströme $\mathfrak{J}'_{2+}$ und $\overline{\mathfrak{J}}'_{2-}$ in (33) bzw. (34) gleich Null sind, da die Last G_L als innerer Teil des erweiterten Vierpoles betrachtet wurde. Damit lassen sich die zweiten Zeilen von (33) bzw. (34) zur Elimination von U_1' in den ersten Zeilen benutzen. Die Rechnung liefert für den Aufwärtsverstärker:

$$v_+ = \frac{4 \cdot G_L \cdot G_s}{(G_s + G_{k1})^2 (G_L + G_{k2})^2} \cdot \frac{\left(\omega_{2+} \cdot \frac{C_1}{2}\right)^2}{\left|\left(1 + 2j\frac{\Delta f}{B_1}\right)\left(1 + 2j\frac{\Delta f}{B_2}\right) + \frac{\omega_1 \cdot \omega_{2+} \cdot \frac{C_1^2}{4}}{(G_s + G_{k1})(G_L + G_{k2})}\right|^2}. \qquad (36)$$

Führt man noch den „Anpassungsfaktor“

$$\alpha = \frac{\omega_1 \cdot \omega_{2\pm} \cdot C_1^2}{4\,(G_s + G_{k1})(G_L + G_{k2})} \qquad (37)$$

ein, so ergibt sich:

$$v_+ = \frac{4 \cdot G_s \cdot G_L}{(G_s + G_{k1})(G_L + G_{k2})} \cdot \frac{\omega_{2+}}{\omega_1} \cdot \frac{\alpha}{\left|\left(1 + 2j\frac{\Delta f}{B_1}\right)\left(1 + 2j\frac{\Delta f}{B_2}\right) + \alpha\right|^2}. \qquad (38)$$

Gleichung (38) ergibt den Verlauf der Leistungsverstärkung in Abhängigkeit von der Verstimmung Δf. Wie man nachprüfen kann, ist die Verstärkung bei verschwindender Verstimmung, d. h. $\Delta f = 0$ ein Maximum. Diese „Bandmittenverstärkung“ wird:

$$v_{0+} = \frac{4 \cdot G_s \cdot G_L}{(G_s + G_{k1})(G_L + G_{k2})} \cdot \frac{\omega_{2+}}{\omega_1} \cdot \frac{\alpha}{(1 + \alpha)^2}. \qquad (39)$$

Hierbei geht außer den ohmschen Leitwerten und dem Frequenzverhältnis die oben definierte Größe α noch wesentlich ein. Es läßt sich leicht zeigen, daß der Wert $\alpha = 1$ den absoluten Höchstwert der mit der gegebenen Anordnung überhaupt erreichbaren Verstärkung ergibt. Für diese „Anpassungsverstärkung“ erhält man sofort:

$$v_{0+\,max} = \frac{G_s \cdot G_L}{(G_s + G_{k1})(G_L + G_{k2})} \cdot \frac{\omega_{2+}}{\omega_1}. \qquad (40)$$

Man erreicht diese bei gegebenen Leitwerten und Frequenzen durch derartiges Pumpen, daß die Grundwellenkapazität

$$C_1 = \sqrt{\frac{4\,(G_s + G_{k1})(G_L + G_{k2})}{\omega_1 \cdot \omega_{2+}}} \qquad (41)$$

wird. Sowohl stärkeres als auch schwächeres Durchsteuern hat dann eine Verstärkungsreduktion zur Folge.
Wie eine Betrachtung von (40) zeigt, kann man bei fest vorgegebenen Last- und Signalquellenleitwerten noch durch Reduktion der Verlustleitwerte G_{k1} und G_{k2} der Schwingkreise, also durch Erhöhung der Kreisgüten eine letzte Verstärkungsverbesserung erzielen. Die Grenzverstärkung für ideale Kreise ($G_{k1} = G_{k2} = 0$) wird dann:

$$v_{0+\,grenz} = \frac{\omega_{2+}}{\omega_1}. \qquad (42)$$

Sie entspricht genau dem Wert, der von anderer Seite aus mit den Manley-Rowe-Beziehungen abgeleitet wurde [Gleichung (10)].
Für den Abwärtsverstärker ergibt die gleiche Rechnung aus (34) und (35) die allgemeine Verstärkungsgleichung

$$v_- = \frac{4 \cdot G_L \cdot G_s}{(G_s + G_{k1})(G_L + G_{k2})} \cdot \frac{\omega_{2-}}{\omega_1} \cdot \frac{\alpha}{\left|\left(1 + 2j\frac{\Delta f}{B_1}\right)\left(1 + 2j\frac{\Delta f}{B_2}\right) - \alpha\right|^2} \qquad (43)$$

und mit $\Delta f = 0$ die Bandmittenverstärkung

$$v_{0-} = \frac{4 \cdot G_L \cdot G_s}{(G_s + G_{k1})(G_L + G_{K2})} \cdot \frac{\omega_{2-}}{\omega_1} \cdot \frac{\alpha}{(1 - \alpha)^2}. \qquad (44)$$

Diese Ausdrücke unterscheiden sich durch das Minuszeichen im letzten Faktor wesentlich von denen des Aufwärtsverstärkers. Während für diesen eine prinzipielle obere Grenze für die Verstärkung existierte [s. Gleichung (42)], läßt sich beim Abwärtsverstärker ein beliebig hoher Verstärkungsgrad erzielen, wenn sich nur α genügend wenig von eins unterscheidet. Für $\alpha = 1$ wird die Verstärkung formal unendlich groß: der Verstärker erregt sich selbst.
Die prinzipiell beliebig hohe Leistungsverstärkung ist der wesentlichste Vorteil des Abwärts- (und auch Geradeaus-)Verstärkers. In der Praxis macht sich allerdings doch meistens eine Beschränkung des Verstärkungsgrades auf „mittlere“ Werte erforderlich. Ein Grund dafür ist die mit steigender Verstärkung absinkende Gesamtbandbreite der Anordnung [s. Gleichung (46)], ein anderer die mit steigendem Verstärkungsgrad erhöhte Inkonstanz der Verstärkereigenschaften durch Schaltelementeschwankungen, Drift der Pumpquelle usw.
Eine kurze Überlegung soll den Einfluß einer Pumpquellendrift zeigen. Die Pumpspannung kann nach Frequenz und Amplitude von ihren Sollwerten abweichen. Bei einer Frequenzänderung um Δf_0 hat man dann in allen Gleichungen die Sekundärverstimmung (Vierpolausgang) um diesen Betrag auf $\Delta f_{ges} = \Delta f + \Delta f_0$ zu erhöhen. Die Auswirkungen auf die Verstärkereigenschaften sind in diesem Falle sehr kompliziert, ihre wichtigste ist die Aufhebung der Frequenzgangsymmetrie. Bei einer Änderung der Pumpamplitude und damit der Kondensatoraussteuerung ändern sich nach Bild 9 sämtliche C_i ($i = 0, 1, 2$ usw.). Während C_0 nur in die Resonanzabstimmung der Kreise eingeht und eine Abweichung von seinem Sollwert sämtliche beteiligten Resonanzkreise verstimmt, ändert sich durch C_1 der Anpassungsfaktor α und damit unmittelbar die Verstärkung entsprechend Gleichung (44). Wie man aus Bild 13 erkennt, ist der Einfluß einer α- und damit C_1-Änderung um so größer, je höher die Verstärkung gewählt wird. Aus diesem Grunde ist die Stabilisierung höherer Verstärkungsfaktoren beim Abwärts- und Geradeausverstärker heute noch eins der größten Probleme.

Die Bandbreite B einer Anordnung ist nach Definition bei symmetrisch vorausgesetzter Durchlaßkurve gleich dem zweifachen Wert derjenigen Verstimmung Δf_B, für die die Leistungsverstärkung auf die Hälfte der Bandmittenverstärkung abgesunken ist. Bei Einführung dieser Bedingungen in die maßgebenden Gleichungen (38) und (43) ergeben sich allerdings recht unübersichtliche Ausdrücke für B. Es ist daher zweckmäßiger, im folgenden nur je eine Näherungsformel für die wichtigsten Betriebsfälle anzugeben.

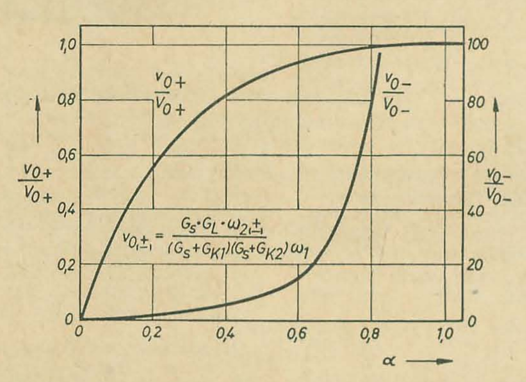


Bild 13: Abhängigkeit der Verstärkung v_{0+} bzw. v_{0-} (bezogen auf einen Grundwert V_{0+} bzw. V_{0-}) vom Anpassungsfaktor α

So gilt für den Aufwärtsverstärker bei Anpassung ($\alpha = 1$) und ungefähr gleichen Betriebsbandbreiten B_1 und B_2 der Resonatoren näherungsweise

$$B_+ \approx \sqrt{2 \cdot B_1 \cdot B_2}\,. \qquad (45)$$

während im Falle des Abwärtsverstärkers bei beliebigen B_1 und B_2

$$B_- \approx \frac{B_1 \cdot B_2}{B_1 + B_2} \cdot (1 - \alpha) \qquad (46)$$

wird, wenn nur die Differenz $(1 - \alpha)$ genügend klein ist. Wie man sieht, ist beim Aufwärtsverstärker die Gesamtbandbreite immer größer als die kleinste der Kreisbandbreiten. Sind B_1 und B_2 exakt gleich, so wird die Gesamtbandbreite des pV sogar noch um den Faktor 1,41 . . . größer als die Breite der verwendeten Kreise. Beim Abwärtsverstärker ist dagegen bei vernünftigem Betrieb [d. h. $(1 - \alpha) \ll 1$] B_- stets wesentlich kleiner als die Bandbreite des schmalsten der beiden Resonatoren. Mit den angegebenen Gleichungen kann man leicht überschlagen, daß hier

$$v_{0-} \cdot B_-^2 = \text{konst.} \qquad (47)$$

gelten muß, solange bei gegebener Anordnung lediglich α (z. B. durch Veränderung der Pumpamplitude) verändert wird. Da die erforderliche Verstärkerbandbreite sehr oft vorgegeben ist, wird damit ebenfalls der erreichbare Wert von v festgelegt.

Wird fortgesetzt

Fachbücher

Walter Conrad

Fernsehen

Band 24 der Passat-Bücherei
Urania-Verlag, Leipzig/Jena
174 Seiten, zahlreiche Bilder, 2,— DM

Eine weitere Ausgabe der beliebten populärwissenschaftlichen Taschenbuchreihe ist dem Fernsehen gewidmet. Es handelt sich auch hier wieder um eine Ausgabe, die weiteste Kreise anspricht. Dem in Fachkreisen bekannten Verfasser ist es gelungen, die doch mehr als schwierige Thematik des Fernsehens in einer leicht verständlichen Form darzustellen. Man bekommt einen guten Einblick in die Probleme des Fernsehens und erhält außerdem einen umfassenden Überblick über das gesamte Anwendungsgebiet. Die flüssige und unterhaltsame Art, mit der hier dieses Gebiet durchstreift wird, läßt auch dem Laien diese Technik nicht mehr so „trocken“ erscheinen. Das Buch ist allen technisch Interessierten zu empfehlen.

Jancke

Prof. Dr.-Ing. F. H. Lange

Korrelationselektronik

Grundlagen und Anwendung der Korrelationsanalyse in der Nachrichtentechnik
VEB Verlag Technik, Berlin, 1959
344 Seiten, 99 Bilder, 33,50 DM

Der an der Universität Rostock tätige und reiche praktische Industrieerfahrungen besitzende Verfasser dieses Buches hat erstmalig in der deutschen Literatur eine zusammenfassende und bis ins einzelne gehende Darstellung des modernen Wissenschaftszweiges der Korrelationselektronik der Öffentlichkeit übergeben. Dem Werk liegt die der TH Dresden eingereichte Habilitationsschrift von Prof. Lange zugrunde. Durch eigene wissenschaftliche Arbeiten und durch ein gründliches Studium der internationalen Fachliteratur ist ein Fachbuch entstanden, das nahezu alle in der Literatur auf diesem Gebiet veröffentlichten Erfahrungen kritisch auswertet und die theoretischen Grundlagen erläutert. Die ausgezeichnet klare Darstellung — sowohl bezüglich der Stoffgliederung als auch der behandelten Einzelfragen — macht das Buch sowohl für den in der Praxis stehenden Entwicklungsingenieur als auch für den Studenten zu einer Fundgrube von Wissen.

Wenn bei komplexen Nachrichtensystemen Signal und Rauschen mittels statistischer Betrachtungsweise in Beziehung gesetzt werden, dann tauchen die Begriffe Kreuzkorrelation und Autokorrelation auf. Welche Stellung diese Funktionen in der Nachrichtentheorie einnehmen und was mit ihrer Hilfe auf der apparativen Seite angefangen werden kann, ist der Inhalt des Buches von Lange. In dieser Hinsicht stellt das Buch auch die Ergänzung des Buches von Neidhardt „Informationstheorie“ dar.

Die Kreuz- und Autokorrelationsfunktion wird in folgender Hinsicht dargestellt: 1. Die Korrelationsfunktion als Kenngröße von Nachrichtensignalen, 2. Die Korrelationsfunktion als Hilfsmittel für die Analyse von Nachrichten-Übertragungssystemen und 3. Der Korrelationsdetektor als Nachrichtenempfänger. Obwohl die Korrelationsfunktion auch in anderen Wissenschaftszweigen mit Erfolg verwendet wird, beschränkt sich das Buch von Lange auf die Elektronik. Eine Ausnahme ist der Hinweis auf die Physiologie des Hörens, wo nach Arbeiten von Feldtkeller und Lange vermutet wird, daß das Ohr ein natürlicher Korrelationsdetektor ist.

Besonders für den Praktiker ist das Kapitel über die apparative Technik der Korrelationselektronik interessant. Hier werden Verfahren und Geräte beschrieben, mit deren Hilfe man eine Aufzeichnung der Korrelationsfunktion erzielen kann. Der Magnetbandkorrelator nach Lange und Klaus ist eine einfache und anschauliche Darstellung des verwendeten Prinzips: Aufspielen des Vorgangs auf eine endlose Schleife und Abtastung mittels verschiebbarem Hörkopf. Durch die Verschiebung des Hörkopfes wird die Zeitverschiebung bewirkt, die für die Bildung der Korrelationsfunktion erforderlich ist. In der Zwischenzeit sind Geräte bekannt geworden, die eine raschere Bestimmung der Korrelationsfunktion gestatten. In der SU wird ein Korrelatograf für das Niederfrequenzgebiet in Serie produziert, der innerhalb von einigen Millisekunden die Korrelationsfunktion ermittelt. Die Aufgabe, Kurzzeitkorrelatoren auf elektronischer Basis zu schaffen, ist bisher noch nicht befriedigend gelöst. Hier bietet sich ein weites Betätigungsfeld für den auf diesem Gebiet arbeitenden Entwickler. Für folgende Gebiete können Korrelationsdetektoren angewandt werden: zur Vergrößerung der Reichweite von Funkortungsgeräten, zur Verbesserung des Signal/Rausch-Verhältnisses bei Schallortung und in der Radioastronomie. Ein umfangreiches Literaturverzeichnis von 355 Stellen rundet das Buch ab und bietet die Basis für weitergehende Studien. Es ist besonders begrüßenswert, daß im Verzeichnis 27 wichtige Veröffentlichungen aus der Sowjetunion aufgeführt sind.

Auf Grund der klaren Darstellung und der zweckmäßigen Stoffauswahl kann dem Werk eine weite Verbreitung gewünscht werden. Der Verlag Technik hat es ansprechend gestaltet.

Fischer

Klaus Lunze

Berechnung elektrischer Stromkreise

Leitfaden und Aufgaben
VEB Verlag Technik, Berlin
376 Seiten, 328 Bilder, DIN B 5
Ganzlederin 35,— DM

Daß eine Berechnung elektrischer Stromkreise nicht immer einfach ist, zeigt dieses Buch. Bedenkt man, daß eine Ersatzschaltung eines Übertragers für verschiedene Verwendungszwecke recht problematisch sein kann, so ist doch auch eine exakte Berechnung eines derartigen Stromkreises kompliziert. Der Verfasser versucht mit diesem Buch, für eine Vielzahl von elektrischen Stromkreisen verschiedene Berechnungsmethoden zu zeigen. Dies ist ihm in jeder Beziehung gelungen, denn die Methoden werden dem Leser mit den Lösungen verschiedener Aufgaben vermittelt. Wie kann man einen Stoff denn besser durcharbeiten und verstehen als durch Lösen der entsprechenden Aufgaben. Das Buch ist deshalb auch als Hochschullehrbuch anerkannt worden. Doch auch für den Unterricht in Fachschulen ist es gut geeignet.

Der Verfasser beschäftigt sich am Anfang des Buches mit den Berechnungen linearer elektrischer Kreise bei Gleichstrom, die sich vom Kirchhoffschen Gesetz über den Überlagerungssatz bis zur Zweipoltheorie erstrecken. Diesem Abschnitt schließen sich Berechnungen linearer Stromkreise bei rein sinusförmiger Erregung an.

Der Leser bekommt zunächst einen Einblick in die komplexe Rechnung und der damit verbundenen Ortskurventheorie, um sich dann mit den Vierpolen und deren Berechnungen vertraut zu machen. Ein weiterer Abschnitt behandelt die Fourieranalyse und deren Anwendung bei der Berechnung linearer Stromkreise bei mehrwelliger Erregung. Der Schluß ist den Ausgleichsvorgängen gewidmet. All diese Abschnitte enthalten eine Fülle von Aufgaben, die dem Leser schon beim Durcharbeiten den Stoff in praktischer Form nahebringen.
Es ist nur zu wünschen, daß dies nicht das letzte Lehrbuch mit einer derartigen guten Methodik sein wird. *Orlik*

Dipl.-Ing. Helmut Pitsch

Lehrbuch der Funkempfangstechnik insbesondere der Rundfunkempfangstechnik

3., bearbeitete und erweiterte Auflage in zwei Bänden

Band II

Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.G., Leipzig, 1960

628 Seiten, 726 Bilder, mehrere Tabellen, 33,— DM

Bereits Anfang des Jahres wurde in dieser Zeitschrift ausführlich über den ersten Band des neuaufgelegten Lehrbuches der Funkempfangstechnik berichtet. Ich brachte damals für die große Schar der Interessierten gleichzeitig zum Ausdruck, daß der bereits angekündigte Teil II recht bald der Öffentlichkeit vorgestellt werden möge. Jetzt ist es nun soweit, daß der Abschlußband vorliegt. Damit steht nach langer Zeit wieder ein auf den neuesten Stand gebrachtes Spezialbuch zur Verfügung, das sich seit seiner Erstauflage in den Fachkreisen größter Wertschätzung erfreut. Das nunmehr auf zwei Bände angewachsene Lehrbuch vertritt wiederum bei aller wissenschaftlichen Strenge und Notwendigkeit von vornherein konsequent den Mittelweg zwischen Theorie und Praxis. Bei aller Exaktheit wird alles Überflüssige vermieden, was nicht unbedingt zur Klärung der schaltungstechnischen Zusammenhänge und elektrischen Bemessungsfragen erforderlich ist. Zum besseren Verständnis der Dinge werden in dem Buche viele praktische Hinweise gegeben und von der bildlichen bzw. grafischen Darstellung reger Gebrauch gemacht. Der zweite Band behandelt folgende Themen:
Rückkopplung, Regelung, Stromversorgung, Telegrafieempfang, Antenne, Lautsprecher, Stereofonie, UKW-Empfang und Transistorempfänger.
Die beiden zuletztgenannten Themen sind bei der dritten Auflage neu hinzugekommen. Die Ausführungen über die Vorteile und Schaltvariationen der Stereofonie dürften für viele unter uns besonders lesenswert sein. Dasselbe gilt für die Behandlung der ungewollten Oszillatorausstrahlungen von UKW-Mischstufen.
Der Abschnitt über die Transistorempfänger ist ebenfalls sehr sorgfältig aufgebaut worden. Er umfaßt 42 Seiten und gibt in konzentrierter Form über die wichtigsten Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten dieses neuen Verstärkerelementes eine gute praxisgerechte Auskunft. Der Band II belegt abermals sehr eindringlich, was für große theoretische und konstruktive Erfahrungen der Verfasser auf dem Gebiete der modernen Funkempfangstechnik besitzt. Er konnte daher auch in jeder Hinsicht aus dem Vollen schöpfen und sein Wissen um das „Wie und Warum" in einem Buche niederlegen, das in seiner Gesamtheit als Lehr- und Nachschlagwerk größte Anerkennung verdient. Die umfangreichen Literaturnachweise der beiden Bände lassen unter anderen so richtig erkennen, mit welcher beruflichen Liebe und fachlichen Fleißaufwendung an dem Zustandekommen der Neuauflage gearbeitet wurde. Die drucktechnische Gestaltung des zweiten Bandes ist wieder vorbildlich.
Das überarbeitete Lehrbuch der Funkempfangstechnik kann erneut allen Studierenden und interessierten Fachleuten als Standardwerk wärmstens empfohlen werden. Es sei aber an dieser Stelle nochmals betont, daß sich bei einer weiteren Auflage unbedingt eine verstärkte Themenbehandlung des kommerziellen Funkempfanges empfehlen würde. *Baier*

Herausgeber Dr. Alexander Schure

Elektronische Reihe

Verlag Berliner Union, Stuttgart

Die vorliegenden Broschüren sind Übersetzungen amerikanischer Ausgaben. Die dort behandelten Themen werden so dargestellt, daß sie einen allgemeinen Überblick über das entsprechende Gebiet vermitteln. Auf mathematische Ableitungen wurde weitestgehend verzichtet. Die nach jedem Kapitel erscheinenden Wiederholungsfragen kontrollieren das Erlernte und vertiefen den Stoff.
Die einzelnen Bände weisen in den behandelten Themen mitunter erhebliche Lücken auf, die das vermittelte Wissen nicht vervollständigen. Andererseits ist natürlich eine Bearbeitung von derartigen Themen auf begrenztem Raum — wie sie die Broschüren darstellen — recht schwierig.

Kristalloszillatoren

Band 2: übersetzt und bearbeitet von Ing. Eberhard Dachtler

68 Seiten, 38 Bilder, kartoniert 6,— DM

Ausgehend von den Grundlagen der Schwingungserzeugung und des Quarzoszillators werden die Kristalltechnik sowie die gebräuchlichen Quarzoszillatorschaltungen behandelt.
Besonders interessant ist der kurze Abschnitt Quarzoszillatorschaltungen für harmonische und Obertonschwingungen.

HF-Übertragungsleitungen

Band 3: übersetzt und bearbeitet von Chr. Voss

76 Seiten, 38 Bilder, kartoniert 6,— DM

Hier werden in anschaulicher Weise Übertragungsvorgänge auf Leitungen behandelt. Mathematische Formeln werden nur soweit vermittelt, daß sie das Wesentlichste, das zum Verständnis erforderlich ist, ausdrücken. Beginnend mit einer Einführung in die Grundbegriffe der Übertragungsleitungen schließen sich Erläuterungen der Ausbreitungsgeschwindigkeit auf Leitungen und des Wellenwiderstandes an. Reflexionen, Stehwellenverhältnis sowie Leitungsverluste werden ebenfalls behandelt.
Das letzte Kapitel vermittelt Anwendungsgebiete von Übertragungsleitungen, wie z. B. Resonanzleitungen, Lecherleitungen und Verzögerungsleitungen.

L-C-Oszillatoren

Band 4: übersetzt und bearbeitet von Ing. Lothar Harzdorf

78 Seiten, 39 Bilder, kartoniert 6,— DM

Nach einer allgemeinen Einführung in die Grundlagen werden die Eigenschaften und Aufgaben der L-C-Oszillatoren, wie Energieumwandlung, Stabilität, Amplitudenbegrenzung, kritische Dämpfung usw., behandelt. Danach folgt eine Schaltungsanalyse. Es wird nur soviel Mathematik verwendet, wie es für die Beschreibung der wesentlichsten Merkmale von Oszillatorkreisen notwendig ist. Die beiden letzten Kapitel behandeln Schaltungen, die ihrer großen Bedeutung wegen unter den vielen Arten der bisher entwickelten Oszillatoren ausgewählt werden.

Antennen

Band 5: übersetzt und bearbeitet von Dipl.-Ing. Helmut Lehnisch

79 Seiten, 55 Bilder, kartoniert 6,— DM

Ausgehend von den physikalischen Grundlagen der Antennen werden unter anderem folgende Themen behandelt: Strahlungsdiagramme, Bodeneffekte, Antennengewinn und Richtwirkung, strahlungsgekoppelte Antennensysteme, Langdrahtantennen, V-Antenne, Rhombusantenne. Die beiden Kapitel Grundsätze für Speisung und Anpassung sowie die Ausführungsformen von Antennen beschließen diese Broschüre. Die mathematische Behandlung wurde auf ein Minimum begrenzt.

Röhrengleichrichter

Band 6: übersetzt und bearbeitet von Dipl.-Ing. Max Oppenländer

76 Seiten, 31 Bilder, kartoniert 6,— DM

Es wird die grundlegende Theorie der Röhrengleichrichterschaltungen beschrieben. Aufbauend auf die physikalischen Eigenschaften der Gleichrichter werden Einphasen- und Mehrphasengleichrichter in verschiedenen Schaltungsvarianten anschaulich erläutert. Danach folgt ein Kapitel über Brummfilter. Tabellen und Nomogramme für den Entwurf von Gleichrichterschaltungen und Siebketten beschließen die Broschüre. *Belter*

Diese Bände sind nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Neuerscheinungen

Conrad, Walter, *Radar — kein Geheimnis.* 280 Seiten, 132 Bilder, 8,20 DM. Verlag des Ministeriums für Nationale Verteidigung, Berlin.

Fussnegger, F. W., *Meßtechnik für den Kurzwellenamateur.* Band 12 der Schriftenreihe „Der praktische Funkamateur". 88 Seiten, 29 Bilder, 1,90 DM. Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin.